radio fernsehen elektronik

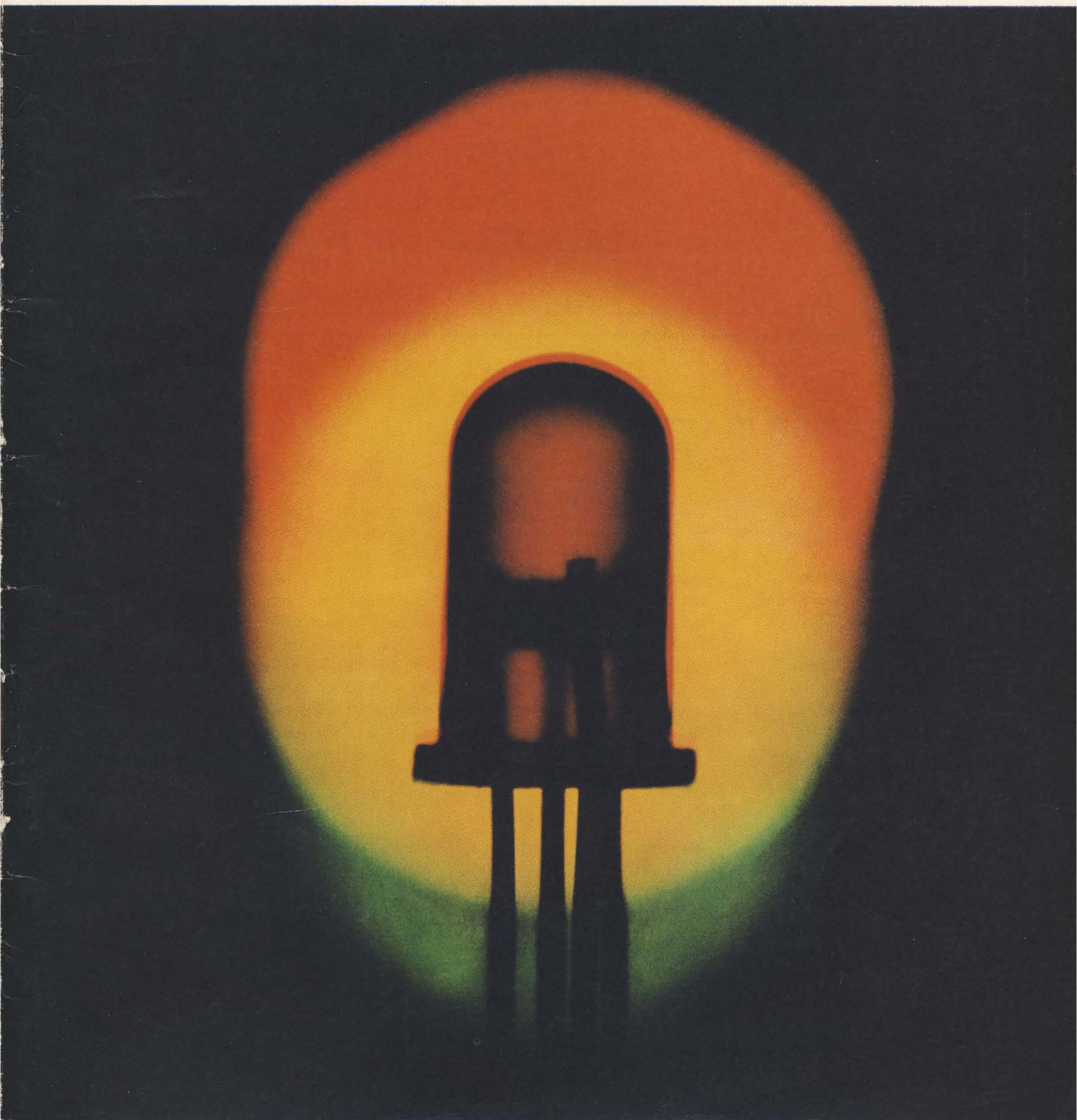
4
1981

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033 – 7900
APRILHEFT
30. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Signaturanalysegerät

Mehrfarben-Lichtemitterdioden

VII. Internationale Ausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte



Zeichnungen und Darstellungen in der Elektrotechnik

Von Prof. Dr.-Ing.
Siegfried Hildebrand
und Prof. Dr.-Ing.
Conrad Markert

9., durchgesehene Auflage.
400 Seiten, 245 Bilder,
118 Tafeln, Pappband,
18,– M.
Bestell-Nr. 552 460 9.

Die technische Zeichnung ist ein wichtiges Verständigungsmittel der Techniker und Ingenieure. Damit der Inhalt einer Darstellung möglichst schnell erfaßt werden kann, muß sie nach allgemeingültigen Normen angefertigt sein. Diese Normen sind in Standards festgelegt. Dargelegt und erläutert werden diese Standards für die Gebiete des elektrischen Geräte- und Maschinenbaus, der Elektronik und der Elektrotechnik. Das Buch ist zum Selbststudium gedacht, eignet sich aber auch gleichermaßen als Nachschlagewerk für den Praktiker.
Der Inhalt des Buches wurde auf die Wiedergabe der zeichnerischen Darstellung beschränkt. Konstruktive, technologische oder schaltungstechnische Probleme wurden bewußt nicht behandelt. Unter diesem Gesichtspunkt sind auch die Darstellungsbeispiele zu sehen.

Auslieferung durch den Buchhandel.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Information in unserem Leben

Von Prof. Dr. sc. techn.
N. T. Petrowitsch

Aus dem Russischen.
Wissenschaftliche Redaktion: Dipl.-Ing. G. Laux.

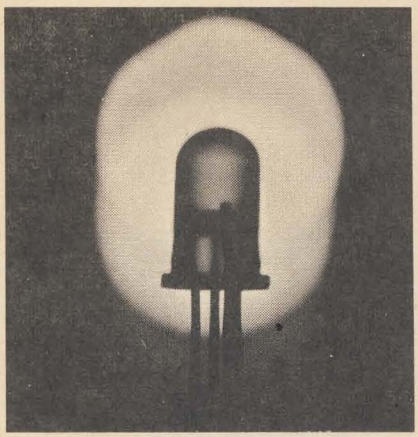
232 Seiten, 52 Bilder,
Leinen, 10,– M.
Bestell-Nr. 552 482 8.

Gegenstand dieses populärwissenschaftlich geschriebenen Buches ist das weite Wirkungsfeld des Phänomens Information, sind die Gesetze, Möglichkeiten und Grenzen bei der Informationsauswahl, -speicherung und -übertragung. Der Autor schildert episodenhaft an konkreten Erscheinungen des Alltags die Funktion und Bedeutung der Information für die moderne Gesellschaft.
Prof. Petrowitsch hat am Moskauer Elektrotechnischen Allunionsinstitut für das Fernstudium (WSEIS) den Lehrstuhl für die Theorie der Signalübertragung inne. Der Fachwelt ist er durch über einhundert wissenschaftliche Zeitschriftenbeiträge und Bücher auf dem Gebiet der Sicherung irdischer und kosmischer Nachrichtensysteme gegen Störeinflüsse bekannt. Ihm gelang es, die sog. Differenzphasenumtastung zu entwickeln.

Vertrieb nur innerhalb der DDR. Auslieferung durch den Buchhandel.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild



Mehrfarben-LEDs wurden in der VR Polen entwickelt. Lesen Sie unseren Beitrag auf S. 215

Foto: W. Müller

In diesem Heft

Signaturanalysegerät	207
Siebensegmentanzeige- und Tastaturanschluß an Mikrorechner	210
Programmierbare Steuerung	212
Mehrfarben-Lichtemitterdioden	215
Sonderanwendungen des U 706 D in Ansteuergeräten für Stromrichter	216
Anwendung der IS К 155 ЛП 7	220
Frequenzverhalten des logarithmischen Strom-Spannungswandlers mit Transistorrückführung	223
Frequenzstabilisierung im GHz-Bereich	225
Universeller Digitaluhr-Zählbaustein	227
Abkürzungen von Fachbegriffen der Halbleiterelektronik 4	231
FÜR DEN SERVICE Elektrische Kontrollen und Einstellungen des Stereotonbandgerätes B 93	233
VII. Internationale Ausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte	235
MESSGERÄTEVORSTELLUNG 71 Gerätegruppe 19, Digitalmultimeter V-543	241
Artefaktausblendung mit Vielkanalanalysator NTA-1024 durch Pufferspeicherung	243
Hochselektive Schwingungsmeßeinrichtung	247
10-Kanal-Telemetrieanlage	249
Dateneingabeeinheit mit MOS-Schaltungen	252
Automatische Ladestromregelung	254
Analoger Extremwertspeicher für unipolare Eingangsspannungen	256
Impulsformerschaltungen mit TTL-IS	258
Nullaustastung im Zeitmultiplexbetrieb	259
Wir lernten kennen: Stereoradiorecorder M 4500 KE	261
Diskussion: Analogschalter und -multiplexer mit MOSFET	264

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bussteuerung für mehrere Mikrorechner
- Elektronik der Heimvideospeichergeräte
- Infrarotfernsteueranlage mit 15 Kanälen
- Short-Backfire-Matrixantenne
- Vielseitige Konzeption für Siebensegmentanzeigen
- Der Heißleiter – Theorie, Kennwerte, Anwendung
- Sinusgenerator für tiefe Frequenzen mit PROM U 552 D

СОДЕРЖАНИЕ

Прибор для анализа сигнатуры 207

Включение семисегментовой индикации и тастатуры к микро-ЭВМ 210

Программируемое управление 212

Разноцветные светоизлучающие диоды 215

Специальные применения ИС U 706 D для управления вентильных преобразователей тока 216

Применение ИС К 155 ЛП 7 220

Частотная характеристика логарифмического преобразователя ток-напряжение с обратной связью на транзисторах 223

Частотная стабилизация в области Ггц 225

Универсальный счетчик цифровых часов 227

Сокращения терминов полупроводниковой электроники 4 231

Для сервиса
Электрический контроль и настройка стереомагнитофона В 93 233

VII. Выставка электрических и электронных приборов для измерения, управления и регулирования 235

Представление измерительных приборов 71 241

Селекция с помощью многоканального анализатора NTA-1024 243

Виброметр с высокой селекцией 247

10-канальное телеметрическое устройство 249

Блок ввода данных на МОП-ИС 252

Автоматическое регулирование тока зарядки 254

Аналоговая память предельных значений для униполярных напряжений 256

Схема формирования импульсов с применением ТТЛ-схем 258

Гашение нуля в многоканальной системе с временным уплотнением 259

Познакомитесь: Стереомагнитола М 4500 КЕ 261

Дискуссия: Аналоговый переключатель и многоканальное устройство употнения на МОП 264

OBSAH

Analyzátor pro mikroprocesory 207

Připojení segmentovek a klávesnice k mikropočítači 210

Programovatelné řízení 212

Vícebarevné svítivky 215

Aplikace i. o. U 706 D v řídicích jednotkách pro usměrňovače 216

Aplikace i. o. К 155 ЛП 7 220

Kmitočtový průběh logaritmického měniče proudu a napětí s tranzistorovou zpětnou vazbou 223

Stabilizace kmitočtu v gigahertzové oblasti 225

Univerzální stavebnicová jednotka – čítač pro digitální hodiny 227

Zkratky odborných výrazů polovodičové elektroniky 4 231

Pro servis
Elektrické kontroly a nastavení stereofonního cívkového magnetofonu B 93 233

VII. odborná výstava elektrických a elektronických měřicích, řídicích a regulačních přístrojů 235

Měřicí přístroje 71 241

Vyloučení rušivých jevů vícekanalovým analyzátorem NTA-1024 243

Vysoce selektivní zařízení pro měření kmitů 247

Desetikanálové telemetrické zařízení 249

Jednotka pro vstup dat s i. o. MOS 252

Samočinná regulace nabíjecího proudu 254

Analogová paměť extrémních hodnot unipolárních napětí 256

Obvod pro tvarování impulsů s i. o. TTL 258

Nuly při provozu s časovým multiplexem 259

Zkušenosti s M 4500 KE – přijímačem kombinovaným s kazetovým přehrávačem 261

Diskuze: analogový spínač a multiplexer s tranzistory MOSFET 264

IN THIS ISSUE

Signature analyser 207

Seven-segment indication and keyboard connection to microcomputer 210

Programmable control 212

Multicolour light emitting diodes 215

Applicabilities of the IC U 706 D in drive units for converters 216

Application of the IC К 155 ЛП 7 220

Frequency response of the logarithmic current – voltage converter with transistor feedback 223

Frequency stabilisation in the gigahertz region 225

Universal digital clock module 227

Abbreviations of technical terms of semiconductor electronics 4 231

For the service
Electric checks and adjustments of the stereo tape recorder B 93 233

VII Specialised exhibition of electric and electronic measuring and control instruments 235

Presentation of measuring devices 71 241

Artefact extraction with the multichannel analyser NTA-1024 243

Highly selective vibration measuring equipment 247

10-channel telemetering equipment 249

Data input unit with MOS-IC 252

Automatic charging current control 254

Analogue extreme value store for unipolar voltages 256

Pulse shaper circuits with TTL circuits 258

Zero gating in the time multiplex operation 259

Test report of the stereo radio recorder M 4500 KE 261

Discussion: analogue switch and multiplexer with MOSFET 264

Neu im Handel

Tonbandgerät M 2405 S Stereo

Dieses Spulentonbandgerät aus der VR Polen im schwarzen Gehäuse enthält zwei eingebaute Kontrollautsprecher. Die Aussteuerungs- und Wiedergaberegelung erfolgt mit Schiebestellern. Zur Aussteuerungskontrolle sind zwei kombinierte Meßinstrumente vorhanden. Ein vierstelliges Bandlängenzählwerk mit Rückstelltaste ist eingebaut.

Das M 2405 S gestattet die Aufnahme und Wiedergabe von monauralen und stereofonen NF-Signalen und Überspielungen zwischen den Spuren. Über drei getrennte Eingänge können gleichzeitig

- Mikrofon (mittelohmige dynamische)
- Plattenspieler oder Tuner
- Rundfunkgerät (Aufnahme – Wiedergabe)

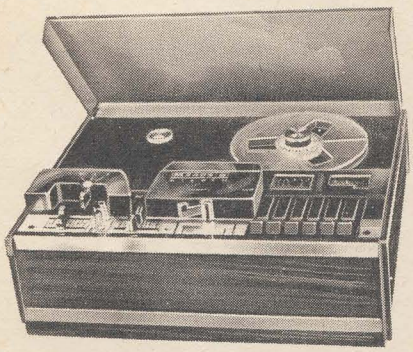
angeschlossen werden.

Die Eingangswahl erfolgt über Drucktasten, so daß kein Umstecken der Zusatzgeräte erforderlich ist.

Die Ausgangsleistung des eingebauten NF-Stereoverstärkers beträgt 2 × 4 W, Höhen und Tiefen sind getrennt regelbar.

Technische Daten

Stromversorgung	220 V, 50 Hz
Leistungsaufnahme	≈ 80 W
Bandgeschwindigkeit	19,05 cm/s, 9,5 cm/s
vom Hersteller angegebener Übertragungsbereich	
bei 19,05 cm/s	40...18 000 Hz
bei 9,5 cm/s	40...16 000 Hz
Sinusausgangsleistung	2 × 4 W bei k = 3 %
Dynamik	52 dB
max. Spulengröße	18 cm
max. Spieldauer	
bei Monobetrieb	4 × 120 min
bei Stereobetrieb	2 × 120 min
Abmessungen in mm	440 × 340 × 170
Masse	≈ 13 kg
Betriebslage	wahlweise horizontal oder vertikal



Koaxiales HF-Empfangskabel 75-5-A mit neuem Innenleitermaterial

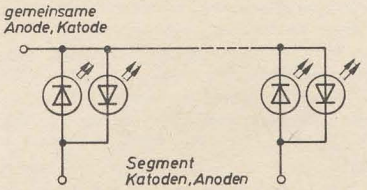
Ab Januar 1981 wird vom VEB Kabelwerk Vacha das für Einzel- und kleinere Gemeinschaftsantennenanlagen zu verwendende HF-Empfangskabel 75-5-A mit einem Innenleiter aus Verbunddraht Kupfer-Aluminium ausgeliefert. Dieses Kabel entspricht in seinem Gebrauchswert der bisherigen Ausführung mit Kupferdrahtinnenleiter und ist wie dieses nur für feste Installation zugelassen.

Bei der Montage von Antennenzubehör an das Empfangskabel ist folgendes zu beachten:

- Das Absetzen des Kabelendes hat sorgsam zu erfolgen. Eine Beschädigung des Innenleiters ist zu vermeiden. Deshalb ist es zweckmäßig, das Dielektrikum aus geschäumtem Polyäthylen mit Hilfe eines Messers zu etwa 2/3 der Wanddicke einzuschneiden, durch anschließendes Drehen zu trennen und vom Innenleiter abzuziehen.
- Bei Klemmung mittels Schraubverbindung ist diese nur so fest anzuziehen, daß eine sichere Kontaktgabe erfolgt und ein Abquetschen oder ein Durchtrennen des Innenleiters vermieden wird. Dies ist besonders bei den Winkelsteckern und -kupplungen Typ 81.852, 2705.01, 2710.01, 2711.01 (Hersteller: VEB Antennenwerke Bad Blankenburg) zu beachten.
- Wie der bisherige Innenleiter ist der neuartige Innenleiter aus Kupfer-Aluminium sehr gut lötbar. Aus diesem Grund sind Steckverbinder, wie der Typ 2704, ohne Einschränkung verwendbar. ●

Zweifarben-Siebensegment-Ziffernanzeige

Ein neues Siebensegment-Ziffernanzeigebauelement basiert auf der Reflektortechnik mit Epoxidharz ausgegossenem Reflektorschacht. In der Lichteintrittsöffnung eines jeden Reflektors befinden sich zwei LED-Kristalle, je einer für die Emissionsfarben Rot und Grün. Die LED-Chips sind antiparallel geschaltet (s. Bild), dadurch kann das Umschalten von einer zur anderen



Innenschaltung der Zweifarben-Anzeigebauelemente

Emissionsfarbe durch einfaches Umpolen der Betriebsspannung bzw. des Betriebsstromes vorgenommen werden. Die in der Durchlaßrichtung befindliche LED erhält Strom und leuchtet. An jedem Segmentanschluß liegt in Abhängigkeit von der eingeschalteten Emissionsfarbe (Polarität der Betriebsspannung) entweder die LED-Anode oder die LED-Katode. Analog verhält es sich an den Anschlüssen „gemeinsame Anode" und „gemeinsame Katode". Zur Ansteuerung werden unter anderem Operationsverstärker empfohlen.

Zweifarben-LED-Anzeigen bieten in Geräten und Anlagen erweiterte Anzeige- und Signalisationsmöglichkeiten. So kann ein Wechsel der Anzeigefarbe als Warnsignal dienen, indem er das Überschreiten vorgegebener Grenzwerte signalisiert. Die Emissionsfarbe kann aber auch einen Hinweis auf die angezeigte Meßgröße selbst sein (Spannung oder Strom) oder bei mehreren Meßstellen auf einen bestimmten Meßort hinweisen. Die Zweifarben-Anzeigebauelemente sind einstellig, die Symbolhöhe beträgt 10 mm.

7. „Tage der Wissenschaft und Technik" an der TH Karl-Marx-Stadt von 12. bis 22. Oktober 1981

Vom 12. bis 22. Oktober 1981 veranstaltet die Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt die 7. „Tage der Wissenschaft und Technik". Hier das Programm dieser Veranstaltung.

Jahrestagung der Hauptforschungsrichtung „Numerische Mathematik" vom 12. bis 16. 10. 1981

Die wissenschaftliche Arbeitstagung behandelt folgende Komplexe:

- numerische Methoden für partielle stationäre Differentialgleichungen
- numerische Methoden für ausgewählte gewöhnliche Differentialgleichungssysteme
- numerische Verfahren endlichdimensionaler linearer und nichtlinearer Gleichungssysteme und Optimierungsaufgaben
- Stand und Weiterentwicklung von Programmpaketen und -systemen zu numerischen Aufgaben
- numerische Methoden für Identifikationsprobleme an mathematischen Modellen für Naturwissenschaft und Technik.

Wissenschaftliche Leitung: Prof. Dr. rer. nat. habil. Kuhnert, Prorektor für Naturwissenschaften und Technik an der TH Karl-Marx-Stadt.

III. Fachtagung „Nichtmetallisch-anorganische Schutzschichten" vom 14. bis 16. 10. 1981

Die Veranstaltung dient der Diskussion

- naturwissenschaftlicher Grundlagen nichtmetallisch-anorganischer Schutzschichten und der Möglichkeiten ihrer technischen Umsetzung
- aktueller Probleme beim Korrosions- und Verschleißschutz von Werkstoffen durch nichtmetallisch-anorganische Schutzschichten

und beinhaltet auch eine Postersitzung.

Wissenschaftliche Leitung: Prof. Dr.-Ing. habil. Pursche, Doz. Dr. sc. techn. Wieghardt, TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Chemie und Werkstofftechnik.

Fachtagung „Festkörperphysikalische Grundlagen und Wirkprinzipien der Mikroelektronik" vom 20. bis 22. 10. 1981

Gegenstand dieser Fachtagung ist der wissenschaftliche Erfahrungsaustausch über

- physikalische Grundlagen der Bauelementeelektronik
- neue Wirkprinzipien von Werkstoffstrukturen bezüglich ihrer elektronischen Nutzbarkeit
- ausgewählte Effekte in MIS-Strukturen und von Heteroübergängen
- elektronisch nutzbare Kopplungseffekte

sowie die Diskussion spezieller Anwendungen und des internationalen Entwicklungsstandes.

Wissenschaftliche Leitung: Prof. Dr. rer. nat. habil. Schneider, Doz. Dr. sc. techn. Langer, TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Physik/Elektronische Bauelemente, Weiterbildungszentrum Mikroelektronik.

Schutzleitungsystem

Zeichnung: Jankowsky

Kolloquium „Problemorientierte Programmsysteme in Mathematik, Natur- und Technikwissenschaften" vom 15. bis 16. 10. 1981

Dieses Kolloquium befaßt sich mit
- Entwicklungstendenzen und Aufgaben bei der Ausarbeitung von Programmsystemen für Mathematik, mathematische Physik, automatisierte Projektierung, Schaltkreisentwurf, Interkosmosforschung und Informationsverarbeitung
- Einsatzmöglichkeiten derartiger Systeme
- der konkreten Anwendung vorhandener Programmsysteme.

Wissenschaftliche Leitung: Dr. rer. nat. Mach, TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Rechentechnik Datenverarbeitung.

Wissenschaftliche Konferenz „Philosophische Probleme des Theorie-Praxis-Verhältnisses in der Entwicklung der Technikwissenschaften" vom 20. bis 21. 10. 1981

Die Konferenz hat das Ziel, folgende Problemkreise zu diskutieren:
- Erhöhung der Effektivität der technisch-wissenschaftlichen Forschung und Qualifizierung der kommunistischen Erziehung, Aus- und Weiterbildung an Technischen Hochschulen
- Einflußnahme der Technikwissenschaften auf die planmäßige Entwicklung der materiell-technischen Elemente der Produktivkräfte
- Gesellschaftsprognose und Entwicklung der Technikwissenschaften
- Theorie-Empirie und neue Qualität der Theorie-Praxis-Beziehungen.

Wissenschaftliche Leitung: Prof. Dr. sc. phil. Jobst, Prorektor für Gesellschaftswissenschaften an der TH Karl-Marx-Stadt.

Interessenten richten Ihre Voranmeldung – getrennt nach Veranstaltungen – bitte bis 20. 7. 1981 an die Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sachgebiet Wissenschaftliche Veranstaltungen, 9010 Karl-Marx-Stadt, Postschließfach 964. Tagungsmaterialien werden daraufhin zugeschickt.

Frequenzzähler aus der Ungarischen VR

Als Ergänzung zu unserem Bericht über die VII. Internationale Ausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte auf den Seiten 235 bis 238 hier noch einige Angaben zu den Frequenzzählern aus der Unigarischen Volksrepublik. Folgende Typen wurden gezeigt:
- tragbarer Frequenzzähler VHF TR-5280 (DFM 125)
- tragbarer Frequenzzähler VHF, UHF TR-5281 (DFM 126)
- tragbarer Frequenzzähler VHF, UHF TR-5282 (DFM 127)
- tragbarer Universalzähler TR 5283 (DFM 128).

Die tragbaren handlichen Zähler hoher Empfindlichkeit ermöglichen schnelles Messen von Frequenzen verschiedener Bereiche:

TR-5280	direkt	10 Hz...60 MHz,
	mit Teiler	20 MHz...300 MHz
TR-5281	direkt	10 Hz...60 MHz,
	mit Teiler	50 MHz...600 MHz
TR-5282	direkt	10 Hz...60 MHz,
	mit Teiler	60 MHz...1,1 GHz
TR-5283	direkt	2 Hz...60 MHz,
	mit Teiler	50 MHz...520 MHz

Tragbarer Frequenzzähler VHF TR-5280
Foto: DEWAG Leipzig

Meßzeiten: 0,1; 1; 10 s (bei TR-5280, 5281, 5283)
0,2; 2; 20 s (bei TR-5282)

Ablesegenauigkeit: 0,1; 1; 10 Hz (Direkteingang)
1; 10; 100 Hz (Eingang mit Frequenzteiler)

Periodenzeitmessung bei Universalzähler TR-5283
Meßbereich 100 µs...0,5 s

Frequenzverhältnismessung bei Universalzähler TR-5283
Frequenzbereich 1 kHz...10 MHz

Meßergebnis
(Eingang) f
(äußerer Steueroszillatoreingang) f

Signaleingang	direkt	mit Teiler
TR-5280	40 mV (eff)	40 mV (eff)
TR-5281	40 mV (eff)	30 mV (eff)
TR-5282	30 mV (eff)	20 mV (eff)
TR-5283	30 mV (eff)	30 mV (eff)
Eingangsimpedanz	1 MΩ, 30 pF	50 Ω

Anzeige acht Ziffern, LED,
bei TR-5282 neun Ziffern.

Am Universalzähler TR-5283 kann ein Registriergerät angeschlossen werden.

Bauelemente

● CM 3-1 und CM 3-2 heißen zwei neue Magnetwiderstände aus der UdSSR zur kontaktlosen Aufnahme linearer und rotatorischer Bewegungen. Bisherige Typen wiesen zu große Exemplarstreuungen von Widerstand und magnetischem Widerstandsverhältnis sowie einen zu großen Temperaturkoeffizienten auf. Das konnte entscheidend verbessert werden. Auf einem Keramiksubstrat wurden vier Elemente auf der Grundlage InSb-NiSb, legiert mit Tellur, aufgebracht. Der Typ CM 3-1 ist für die Aufnahme von Winkeländerungen (maximal ± 25° bei einer Empfindlichkeit von 40 mV je Winkelgrad) vorgesehen und hat Ringform. Der CM 3-2 (in Stäbchenform) eignet sich für Winkel- und lineare Verschiebungen, wobei die Winkeländerungen mechanisch in lineare Verschiebungen umzuwandeln sind. Damit können lineare Verschiebungen von ± 2,5 mm bzw. Winkelveränderungen von 0...270° (abhängig von der Elementgröße) erfaßt werden. Die Empfindlichkeit beträgt dabei 6...9 mV je Winkelgrad bzw. 4...6 mV/µm. Die Linearität der Winkelaufnahme beträgt 1...1,5 % im Bereich ± 25° bei CM 3-1 und Bereich ± 135° bei CM 3-2.

Technische Daten

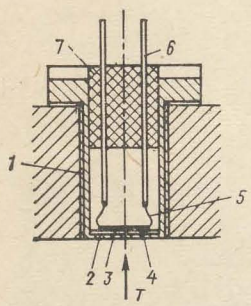
	CM 3-1	CM 3-2
Widerstand bei 25 °C und B = 0	51 Ω ± 10 %	34 Ω ± 10 %
Exemplar-Widerstandsstreuung verschiedener Elemente	≦ 5 %	
magnetisches Widerstandsverhältnis bei 25 °C und B = 1 T	≧ 2,7	≧ 3,5
Temperaturkoeffizient im Bereich von 25...70 °C, B = 0	< | −0,3 | %/K	
Abmessungen in mm	außen ∅	
	14,5	13,3 x
	innen ∅	
	5	3,2 x
	Dicke	
	0,6	0,6

● Eine Fotodiode zur Registrierung des auf sie auftreffenden Lichtes in Steuer- und Regelungsanlagen ist in vier Quadranten unterteilt, deren gegenseitiger Abstand nur 12 µm beträgt. Die einzelnen Quadranten sind getrennt kontaktiert. Mit diesen vier Teilflächen und einer Auswerteelektronik läßt sich feststellen, ob und wie weit ein Lichtfleck von der Symmetrielinie ausgewandert ist. Speziell mit einem Laserstrahl können dabei kleinste Abweichungen registriert werden.

▼ **Halbleitersonderbauelemente. Höchstfrequenz- und Leistungsbauelemente.** Dieser zur Lehrbuchreihe „Elektronische Festkörperelemente" gehörende Titel von Prof. Paul erschien im VEB Verlag Technik. Es werden sowohl Strukturen zur Verbesserung der Eigenschaften klassischer Bauelemente (Grenzfrequenz, Leistung, Wirkungsgrad) als auch neuartige Bauelemente behandelt. Im Mittelpunkt stehen Pin-Elemente, Gunnelemente und Laufzeitdioden. 396 Seiten, 184 Bilder, 34 Tafeln, 25,– Mark, Bestellnummer 552 841 5.

▼ Eine neue Einsatzmöglichkeit der **Computer-Tomografie** besteht im Aufspüren kranker Bäume im Wald. Dabei geht es besonders um eine einfache und kostengünstige Art, um die Rotfäule bei Nadelbäumen exakt zu lokalisieren. Als Strahlungsquelle wird im mobilen Rechner-Tomografiegerät ein Radionuklid verwendet. Gemessen wird die Absorption an stehenden Bäumen.

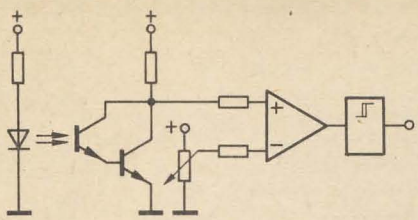
▼ Am Polytechnischen Institut Lwow (UdSSR) wurde eine Reihe von **Temperatursensoren** auf der Basis fadenartiger Si- oder Ge-Kristalle zur lokalen Temperaturmessung an schwer zugänglichen Stellen entwickelt. Die Kristalle haben einen Durchmesser von 25 µm bei 1 mm Länge mit ohmschen Kontaktanschlüssen aus Gold-Feindraht. Die aufgenommenen Meßgrößen werden in einer Brückenschaltung ausgewertet. Sie zeichnen sich gegenüber üblichen Halbleitersensoren für Temperaturbereiche von −50...+50 °C bzw. von +20...+120 °C durch folgende Eigenschaften aus:
- kleine Abmessungen (Länge des Sensors 4 mm, ∅ 2,5 mm)
- geringe Masse (0,5 g)
- geringe Meßzeitkonstante (0,1...0,3 s)
- hohe Empfindlichkeit (entsprechendes Ausgangssignal der Brückenschaltung 500 µV/K)
- lineare statische Kennlinie (Abweichung < 2 %)
- ausreichender Widerstand bei Zimmertemperatur (etwa 1 kΩ).



1 – Stahlgehäuse (mit Gewinde möglich)
2 – dünne Stirnfläche
3 – wärmeaktives Element (Halbleitereinkristall)
4 – Wärmeleitpaste
5 – Kontakt – Feindrähte
6 – Anschlußdrähte
7 – Hermetisierung
T – Temperatur

Das Bild zeigt die Schnittdarstellung eines Elements. Die Wärme wird über die Stirnfläche geleitet. Der Einsatz empfiehlt sich besonders bei nötiger schneller Temperaturmessung unter schwierigen Bedingungen (hohe Drücke, Vibrationen, aggressive Medien).

▼ Unser Bild aus Electronic Engng. 52 (1980) H. 637, S. 23, zeigt ein **Schaltungsprinzip, nach dem man in Fertigungseinrichtungen eingesetzte Optokoppler für bestimmte Überwachungsfunktionen in relativ einfacher Weise einstellen kann.** Im üblichen Betrieb kann es vorkommen, daß die Lumineszenzdiode auf der Senderseite verschmutzt wird, so daß weniger Strahlung aus ihr austreten kann. Die Folge davon ist, daß die optische Strecke nicht mehr den Anforderungen entsprechend funktioniert. Die Linsen müßten daher oft von Hand gereinigt werden. Eine Kompensation in einem grö-



ßeren Bereich ist dagegen mit der gezeigten Schaltung zu realisieren. Der Lichtempfänger (Foto-Darlington) ist mit einem Operationsverstärker gekoppelt. Über einen Teiler wird ihm eine Bezugsspannung zugeführt. Wenn Strahlung auf den Empfänger auftritt, erscheint am Ausgang ein entsprechendes Signal, das über einen Schmitt-Trigger eine andere TTL-Schaltung steuert. Durch das Potentiometer kann die Kompensation bei verschmutzten Linsen von Hand relativ einfach eingestellt werden.

▼ Ein neuer **Videoprojektor zur Projektion von Schwarzweißdaten und -grafiken** (Rechnerausgabe) mit hoher Auflösung vereint in einer kompakten Bauweise eine neuartige Kombination aus Katodenstrahlröhre, Optik und zugehöriger Elektronikeinheit. Die erzielbaren Bildschirmgrößen weisen Diagonalen von 1,5...5 m auf. Die hohe Auflösung und die große Helligkeit der Wiedergabe sind auf eine spezielle Projektionskatodenstrahlröhre zurückzuführen, deren Frontscheibe mit einer effektiven Flüssigkeitskühlung versehen ist. Die Kühlflüssigkeit befindet sich zwischen der Frontplatte und einer röntgenstrahlabsorbierenden Glasscheibe. Durch eine sorgfältige Materialauswahl werden gleichzeitig kontrastbeschränkende Reflexionen vermieden. Die Diagonale der Frontplatte beträgt 10 cm. In der Optik werden asphärische Plastlinsen verwendet. Die Katodenstrahlröhre arbeitet mit einer Hochspannung von 32 kV und mit einem maximalen Strahlstrom von 1 000 µA.

▼ Der Einsatz von Galliumarsenid-IS, die sich wegen der sehr hohen Ladungsträgerbeweglichkeit von Galliumarsenid besonders für höchste Frequenzen eignen, wird bereits für 850-Mbit's-PCM-Systeme konzipiert. Auf einem 0,5 mm mal 0,5 mm großen Chip befinden sich etwa 60 Bauelemente, wobei größtenteils MESFETs vom Verarmungstyp mit einer Gatelänge von 0,75 µm und einem Source-Drainabstand von 3,6 µm verwendet werden. Die Grenzfrequenz liegt bei 20 GHz, Anstiegs- und Abfallzeiten betragen 100 ps. Bei Digitalschaltungen ist damit eine maximale Taktfrequenz von 3 GHz möglich. Hergestellt werden diese IS mit Hilfe der Elektronenstrahl-Lithografie.

▼ Als Synmetals werden **synthetische Metalle** bezeichnet, wobei jedoch die deutsche Übersetzung etwas zu eng gefaßt ist. Es handelt sich hierbei um Plaste, Salze und Graphitstoffe, die in Bauelementen verwendet werden, bei denen bisher vorwiegend Metalle oder Halbleiter eingesetzt wurden. Bei den Plasten richtet sich das Hauptaugenmerk auf Polyazethylen, das analog zu den bekannten Halbleiterverfahren mit Natrium, Lithium und Jodverbindungen dotiert wird. Auf der Grundlage eines Polyazethylen-Filmes mit Lithiumjodid-Dotierung läßt sich z. B. eine wiederaufladbare Batterie mit 0,1 mm Dicke realisieren, die eine Spannung von 2,8 V abgibt. Dotiertes Polyazethylen in Schaumform weist pyroelektrische Eigenschaften auf und kann auch zur unmittelbaren Umwandlung von Wärme in elektrische Energie eingesetzt werden. Andere dotierte Polymere dienen als lichtgesteuerte Schalter oder können in einer anderen Zusammensetzung elektrochromisch reagieren, d. h., bei Stromfluß ihre Farbe ändern. Ladungstransfer-Salze werden bereits in Pyrokopiergeräten eingesetzt. In jüngster Zeit hatte sich jedoch herausgestellt, daß sie weit größere Bedeutung auf dem Gebiet der Supraleitfähigkeit haben. Dotiertes Graphit wird möglicherweise als Ersatz von Drahtleitungen und Kabeln und in Motoren und Abschirmungen Verwendung finden. Graphitleiter, die mit Arsenpentafluorid und HNO_3 behandelt wurden, weisen eine bessere Leitfähigkeit als Kupfer auf.

▼ Ein neuer **Auslesesensor für Bildplatten** besteht aus sechs Dioden. Davon werden vier Dioden als Signaldetektoren und zur Steuerung des Abstands zwischen Detektor und Platte eingesetzt. Diese vier Dioden nehmen eine Fläche von 400 μm^2 ein. Zur Abstandssteuerung werden die Achsengrößen des elliptischen Strahls ausgewertet. Mit Hilfe der übrigen beiden Dioden wird der Abtaster zentriert. Diese Dioden befinden sich an der Außenseite des Bildplattensensors und werten das auf sie fallende Laserlicht aus. Durch Vergrößerung der epitaxialen Schichtdicke konnte die Kapazität des Sensors verringert werden, da dadurch gleichzeitig der Abstand zwischen den Verarmungsgebieten der Dioden und dem Substrat erhöht wurde. Weiterhin wurde auch der Einfluß der Anschlüsse auf die Kapazität verringert, so daß die Kapazität der Signaldioden etwa 3 pF und der Spurdioden 4 pF beträgt. Abgetastet wird bei einer Wellenlänge von 632,4 nm. Der Chip nimmt eine Fläche von 1,7 mm × 1,2 mm ein.

▼ Eine Neuerung auf dem Gebiet der Steckverbinder ist die Anwendung des Schneidklemmprinzips auch für Litzen. In der Fernmeldetechnik wird es seit langem für Massivdrähte eingesetzt. Das auch unter IDC (insulation displacement connector) bekannte Verfahren sorgt für eine Kontaktierung eines Leiters ohne Entfernen der Isolation. Die Litze wird wie auch der Einzeldraht in den Kontaktschlitz gedrückt. Beim Eindrücken wird die Isolation an der Schneidkante eingeschnitten. Der Kontaktierungsschlitz wird durch das Eindrükken des Leiters leicht geöffnet und übt dadurch eine Federkraft auf den Leiter aus, der dadurch an mehreren Stellen eine gasdichte Kontaktstelle bildet. Die gleichzeitig in den Mitteldrähten entstehenden Berührungen halten die Mechanik in dem Drahtbündel aufrecht. Je nach Schlitzbreite kann eine Kontaktierung mit bis zu sechs Einzeladern erfolgen.

▼ Unter der Bezeichnung **Rostow 104 Stereo** erschien auf dem sowjetischen Konsumgütermarkt **ein neues Stereospulenmagnetbandgerät.** Es arbeitet mit zwei Geschwindigkeiten und ist nach einem Drei-Motorkonzept mit direktem Bandwellenantrieb ausgelegt. Die Drehzahl wird elektronisch stabilisiert. Weitere Besonderheiten sind Autostopp bei Bandriß bzw. -ende, Glas-Ferrit-Magnetköpfe und ein Rauschminderungssystem. Auch ist dieses Modell mit einer Fernsteuereinheit für die Steuerung aller Betriebsarten des Magnetbandgeräts und zur Lautstärkeeinstellung ausgerüstet. Zum Lieferumfang gehören zwei große Lautsprecherboxen.

Einige technische Daten:

Frequenzbereich am linearen Ausgang	
bei 19,05 cm/s	31,5...20 000 Hz
bei 9,53 cm/s	40...16 000 Hz
Nennausgangsleistung	2 × 40 W
relativer Störpegel im Aufnahme-Wiedergabekanal	—49 dB
Senkung des relativen Rauschpegels im Frequenzbereich von 2...20 kHz bei Einschaltung der Rauschminderung	—10 dB
Abmessungen in mm	480 × 460 × 250
Masse	28 kg

Berichtigung

Bei dem **Beitrag „Stereosteuergerät Rema Cornet 840 HiFi"** im Heft 1 (1981) S. 39, wurde versehentlich als einer der Autoren Dipl.-Ing. Gerhard Böhme angegeben; Autor ist aber Dipl.-Ing. Günter Böhme.

Im **Beitrag „Anwendung der IS A 902 D in TTL-Schaltungen"** im Heft 12 (1980) S. 751–754, traten bedauerlicherweise einige Druck- und einige technische Fehler auf, die wir zu berichtigen bitten.

S. 751
- Bei der Angabe der Anstiegs- und Abfallzeiten müssen die Formelzeichen t_{DHL} und t_{DLH} in t_{THL} und t_{TLH} geändert werden
- Im Bild 2 muß die Widerstandsangabe für den Einsteller nicht 2k, sondern 10 k/n lauten, damit beträgt zur Vermeidung von Rückwirkungen für jedes n und jede U_H nach Tafel 1 der Quellwiderstand maximal 1/50 des Lastwiderstandes (R_L/n).

S. 752
- U_{STL} (linke Spalte) muß durch U_{STH} ersetzt werden
- Im Bild 4 müssen in der Tafel die Angabe D10 durch u. ä. und die Angabe 30 (zweite Spalte, dritte Zeile) durch . . . 70 ergänzt werden
- In der rechten Spalte müssen die Literaturangaben [2] in [3] und [3] in [4] umgeändert werden.

S. 753
- In Tafel 5 muß bei der Anmerkung¹) stehen: MH 74 D10
- Bei dem Absatz „Nachtriggerbare Univibratoren" muß es in der 5. Zeile nicht Bild 11, sondern Bild 8 heißen.

S. 754
- In der linken Spalte, zweite Zeile, heißt es nicht „günstig", sondern „gültig"
- In der mittleren Spalte, 9. Zeile, muß statt U_{TK} U_{TL} stehen
- Der Temperaturkoeffizient TK (mittlere Spalte) ist statt in mK^{-1} in $10^{-3}K^{-1}$ anzugeben
- Die Angabe für die Zeit t_{OH} (3. Zeile, rechte Spalte) muß wie folgt ergänzt werden: $t_{OH} \approx 0{,}02...0{,}05\ C_r$ (D10 u. ä.).

Unsere **Reihe „Moderne Stromversorgungstechnik"**, die wir im Jahrgang 1980 veröffentlichten, enthielt bedauerlicherweise weitere, noch unberichtigte Fehler.

H. 1, S. 28, 2. Spalte, Mitte: statt Regelgröße richtig Stellgröße

H. 1, S. 30, 2. Spalte, letzte Zeile: T statt t, nicht τ wie in der Druckfehlerberichtigung. Desgleichen der Ausdruck vor dem Integral. T statt t

H. 2, S. 98, 2. Absatz, richtig: . . Feldeffekt bei $U_z < 6$ V, Avalanche-Effekt bei $U_z > 6$ V

H. 3, S. 164, Spalte 2, 5. Zeile, richtig: . . Spannung minus etwa . .

H. 6, S. 367, Bild 57, am unteren Ende von R_5 fehlt das Massezeichen

H. 6, S. 367, Bild 58: Minusverbindung zum Pin 7 (bzw. Pin 5 bei MAA 723) fehlt. Diode im Strombegrenzungsteil fehlt . . richtig s. Bild 15 in rfe 27 (1978) H. 2, S. 87

H. 6, S. 369, Bild 61, IL 72723: statt Anschluß 1 richtig 5; s. Bild 1

H. 8, S. 499, Spalte 1, Formel, richtig:

$$\ldots \geqq L \geqq \frac{U_a T}{\Delta I_{a\,max}} (1 - V_{T\,min})$$

H. 8, S. 500, Bild 84: bei Kreuzung R_1, R_2 1 MΩ - fehlt Verbindungspunkt

H. 9, S. 571, Mitte: Nenner in der Formel in Klammern:

$$U_a = \frac{V_T}{(1 - V_T)} \frac{U_e}{O}$$

H. 10, S. 635, Bild 106: am Einsteller 10 kΩ fehlt die Bezeichnung R_{13}

H. 10, S. 636, Bild 107: eingangsseitiger Drosselwert 1,6 A statt 1,4 A

H. 11, S. 707, Bild 115: Pfeilrichtung für H_1 auch unten nach rechts gerichtet

H. 12, Druckfehlerberichtigung H. 12, S. 773
Bild 8: richtig $U_a = 2\sqrt{2}\,U_{eff}$
Bild 9: richtig $U_a = 2n\sqrt{2}\,U_{eff}$

Wir bitten unsere Leser für diese bedauerlichen Fehler um Entschuldigung.

Leserpost

Betr.: ZE-1-Mikrorechnerarbeitsplatz [rfe H. 8 (1980), S. 494–496]

Vom VEB Robotron Zentrum für Forschung und Technik erhielten wir die folgende Zuschrift zu unserer Veröffentlichung:

Zu dem o. g. Artikel vertreten wir folgenden Standpunkt: Die volkswirtschaftlich bedingt notwendige Rationalisierung und Effektivierung ist oft nur durch den Einsatz der Mikroelektronik gegeben. Hierin stimmen wir mit dem Autorenkollektiv überein. Jedoch gilt es auch in diesem Zusammenhang, aktuelle, qualitativ hochwertige und technisch ausgereifte Lösungen zu veröffentlichen. Auf Basis des Mikrorechners ZE 1 und für die ZVE U 808 D steht der Volkswirtschaft seit drei Jahren ein kompletter Programmierarbeitsplatz zur Verfügung. Dieses System wird mit Schaltungen, Funktionsbeschreibungen, Editor, Assembler usw. angeboten. Es arbeitet auf Lochband- bzw. Folienspeicherbasis. Weitere Einzelheiten sind der Zeitschrift Sozialistische Rationalisierung 6 (1977) H. 7, S. 188–192 (Verfasser Reiher und Kretzschmar), zu entnehmen.

Der wesentliche Vorteil dieses Programmierarbeitsplatzes ergibt sich in der gemeinsamen Testung von Gerät und Mikroprogramm in Verbindung mit dem original zum Einsatz kommenden Prozessor. Dafür steht ein komfortables Programmaufbereitungs- und Testsystem zur Verfügung. Der Entwickler besitzt so die Möglichkeit der direkten und unmittelbaren Testung im Gegensatz zu der komplizierten Simulation auf einem Wirtsrechner. Diese Unterstützungen bietet das im angeführten Artikel beschriebene System nicht.

Ergänzend sei hier erwähnt, daß der VEB Robotron-Elektronik Zella-Mehlis derzeit für das Mikrorechnersystem K 1510 den PAPL K 1510 (Programmierarbeitsplatz für U 808 D) und für das Mikrorechnersystem K 1520 den A 5601 (Mikrorechnerentwicklungssystem für den U 880 D) fertigt.

In dieser Angelegenheit werden wir mit dem Konsultationsstützpunkt Mikroelektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, Sektion Technische Elektronik, in Verbindung treten.

Dr.-Ing. Brosch
Fachgebietsdirektor

Hierzu nahm die Forschungsgruppe wie folgt Stellung:

Die Lieferung qualitativ hochwertiger und ausgereifter Programmierarbeitsplätze bzw. Mikrorechner-Entwicklungssysteme ist für die vielen Anwender der Mikroelektronik eine volkswirtschaftlich bedeutende Aufgabe, die nur ein Kombinat mit entsprechender Entwicklungs- und Produktionskapazität und mit hoher Produktivität erfüllen kann. Trotz intensiver Bemühungen verfügen wir aber erst seit Mitte 1979 über den PAPL K 1510; unsere Verpflichtungen für die praktische Ausbildung der Studenten und die Weiterbildung von Praxiskadern mußten wir daher ab Mitte 1977 mit mehreren eigenen Aufbauten erfüllen.

Dabei konnten wir aus folgenden Gründen nicht auf die in der angegebenen Literaturstelle angebotenen Schaltungsunterlagen und Funktionsbeschreibungen zurückgreifen:

1. Unsere Sektion bildet Automatisierungsingenieure aus. Dazu gehört als Lehrgebiet die Schaltungsentwicklung mit integrierten und hochintegrierten Bausteinen und ihre Anwendung in der Steuerungstechnik.
2. Der Nachbau des erwähnten Programmierarbeitsplatzes scheiterte 1977 schon allein am Fehlen des Bildschirmes, des alphanumerischen Druckers, Lochbandlesers bzw. des erwähnten Folienspeichers und der benötigten mikroelektronischen Schaltkreise in Typ und Menge.
3. Es besteht auch heute noch international die Auffassung, daß es neben diesen teuren Entwicklungssystemen kleinere billige Systeme geben muß, die eine Einarbeitung eines breiten Kreises von Anwendern in die Mikroelektronik ermöglichen; ein Spektrum, das von Oberschülern über Facharbeiter, Studenten bis zum Ingenieur (keineswegs nur des Elektroingenieurwesens) reicht. Derartige international angebotene Systeme fehlen und werden an vielen Stellen durch Eigenleistungen gebaut.

Unsererseits wurde wiederholt eine Mitarbeit bei der Entwicklung solcher einfacher Mikrorechner-Lehr- und Arbeitssysteme angeboten, die an unserer Sektion die Basis für eine breite Aus- und Weiterbildung bilden. In dieser Entwicklung, die auch einen bildschirmorientierten Mikrorechnerarbeitsplatz mit dem K 1520 einschließt, steht der im Artikel aufgeführte ZE 1 zeitlich und von der Leistungsfähigkeit abseits, so daß beim Lesen ein falscher Eindruck entstehen konnte. Der Artikel drückt in einem kleinen Beispiel mehr die notwendige und mögliche Ausbildung von Elektronikern in der Mikrorechentechnik (Hard- und Software) aus, die von den heutigen und zukünftigen Anforderungen an die Automatisierungstechnik ausgeht und gleichzeitig für einen eigenen Gerätepark in Lehre und Forschung genutzt werden kann.

Wir freuen uns über die Stellungnahme und den in Aussicht gestellten Kontakt zu Fragen der Anwendung der Mikroelektronik.

Doz. Dr. O. Pulow
Leiter des Konsultationspunktes
„Mikroelektronik" der
W.-Pieck-Universität

radio fernsehen elektronik

Verlag

VEB Verlag Technik

DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter

Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion

Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat

Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung

Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Anzeigenannahme

DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 70 32 90) und alle DEWAG-Zweigstellen.

Anzeigenpreisliste Nr. 7

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR-1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečať und Postämter
SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana
VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti
ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava
Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking
SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52, Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR-1020 Berlin, Postfach 293
Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien
Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR-1020 Berlin, Postfach 293

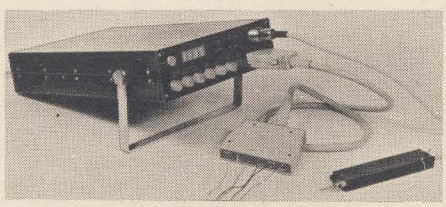
radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 30. JAHRGANG · APRILHEFT 4·1981

Signaturanalysegerät

Dipl.-Ing. CLAUS GÜLKE,
Dipl.-Ing. WOLFGANG LAUCK und
Dipl.-Ing. FRANK RIEDEL

Mitteilung aus dem VEB Numerik „Karl Marx" Karl-Marx-Stadt



Dieser Beitrag enthält eine kurze Übersicht über die Theorie der Signaturanalyse. Dabei wird ein im VEB Numerik „Karl Marx" entwickeltes Signaturanalysegerät vorgestellt und seine Anwendung bei mit Mikroprozessoren bestückten Prüflingen beschrieben.

Die digitale Gerätetechnik entwickelt sich zur Zeit in Richtung busorientierter Schaltungskonzepte unter Verwendung hochintegrierter LSI-Bauelemente. Dabei wird eine im weitestgehenden Sinne allgemeine, für viele Zwecke verwendbare Hardware entwickelt, die auf einem z. B. mikroprozessororientierten Buskonzept basiert.

Das Testen digitaler Schaltungen mit Mikroprozessoren bringt Probleme mit sich, die bei analogen Schaltungen nicht auftreten. Die von der Analogtechnik her bekannten Geräte sind für die Testung von digitalen Schaltungen nur bedingt einsetzbar. Wichtig ist der Informationsgehalt der digitalen Signale bzw. Datenströme am Testpunkt. Selbst der Einsatz moderner Geräte wie Logikanalysatoren verlangt vom Prüffeldingenieur die genaue Kenntnis der Funktion der Schaltung, um schnell das Fehlverhalten zu erkennen. Es ist also notwendig, ein Gerät zu entwickeln, mit dem der Datenstrom an jedem beliebigen Testpunkt der Schaltung gekennzeichnet werden kann.

Grundlagen der Signaturanalyse

Die Theorie der Signaturanalyse beruht darauf, daß auf eine digitale Schaltung eine Impulsfolge gegeben und die Reaktion der Schaltung auf diese Anregungsfunktion ausgewertet wird [1] [2].

Im vorliegenden Fall wurde für die digitale Schaltung ein n-stelliges Schieberegister verwendet, das mit einer m-stelligen Impulsfolge beaufschlagt wird.

Im Bild 1 ist ein 16 bit langes Schieberegister dargestellt. Die Rückkopplungen erfolgen vom 16., 12., 9. und 7. Bit über ein lineares Netzwerk (z. B. Exklusiv-ODER) zum Eingang. Das dadurch erzeugte Rückführungspolynom kann folgendermaßen dargestellt werden:

$$P(x) = x^{16} + x^{9} + x^{7} + x^{1} + 1 \qquad (1)$$

Für ein 16stelliges Schieberegister, das günstige Voraussetzungen für die Datenlänge (2^{16} bit = 65 536 Zustände) sowie für die Darstellung des Informationsinhaltes (vier Hexadezimalanzeigen) bietet, existieren etwa 2 048 Möglichkeiten unterschiedlicher Polynome.

Das Polynom (1) zeichnet sich durch Zustandszyklen maximaler Länge aus. Für eine Fehlererkennung bzw. Speicherung von Zuständen ist das von Vorteil. Nach [3] beträgt die Fehlererkennungswahrscheinlichkeit für ein 16-Bit-Schieberegister 99,99 %.

Signaturanalysegerät

Die Struktur eines erprobten Signaturanalysegerätes zeigt Bild 2. Zur Gewinnung einer sinnvollen Signatur sind neben dem Datensignal noch die Signale Start, Stopp und Takt nötig. Sie werden an geeigneten Punkten am Prüfling abgenommen und steuern die internen Funktionsabläufe des Signaturanalysegerätes. Um Laufzeitfehler bei allen Signalen möglichst klein zu halten, werden diese über schnelle Leitungstreiber geführt. Diese Treiber und hochohmige, den Prüfling nur zulässig belastende Eingangsstufen befinden sich vom Grundgerät abgesetzt in Leitungsverstärkern; einer für das Datensignal und einer für die Steuersignale Start, Stopp und Takt.

Über Leitungsempfänger als Eingangsschaltung gelangen alle Signale zur Ablaufsteuerung. Das Datensignal sowie auch Start und Stopp werden mit dem Takt übernommen, um eine stabile Arbeitsweise zu gewährleisten.

Die zeitliche Folge der Start- und Stopp-Signale bestimmt die Torzeit, während der Daten übernommen werden können. Beim praktischen Einsatz eines Signaturanalysegerätes ist es von Vorteil, wenn die aktiven Flanken der Signale Start, Stopp und Takt frei gewählt werden können. So ist eine einfachere Anpassung an den Prüfling möglich.

Die exakte Flankenauswahl ermöglicht der Eingangsautomat, der die Zustände der Signale Start, Stopp und des Tors speichert und für die Torsteuerung verknüpft. So ist es auch möglich, ein einziges Prüflingssignal bei Trennung der aktiven Flanke zur Start-Stopp-Steuerung zu nutzen. Der Zustand des Tores wird dem Anwender mit einer Lumineszenzdiode angezeigt.

Nach jedem Schließen des Tores liefert der Eingangsautomat für die Dauer eines Taktes einen Impuls, der für die Ablaufsteuerung im Signaturanalysegerät genutzt wird. Das Kernstück des Signaturanalysegerätes ist das 16 bit lange rückgekoppelte Schieberegister.

Gibt der Eingangsautomat das Tor frei, so können Taktimpulse zum Schieberegister gelangen, und es erfolgt das Einschreiben der Daten. Die nach dem Schließen des Tores im Register stehende Signatur wird parallel in den Speicher übernommen und steht dort für eine Auswertung zur Verfügung.

Die Steuerung der Funktionsabläufe Speicherübernahme und Löschen des Schieberegisters erfolgt mit einem Impuls, der vom Eingangsautomaten geliefert wird.

Die Auswertung der im Speicher stehenden Signatur kann auf zwei Arten erfolgen. Die erste Möglichkeit wäre, die Registerlänge von 16 bit in vier Tetraden aufzuteilen und deren Inhalte mit vier Siebensegmentanzeigen hexadezimal dekodiert darzustellen. Diese Art der Darstellung der Signatur ist für ein Signaturanalysegerät als Laborgerät zweckmäßig.

Bei der Realisierung eines solchen Gerätes wurden zwei wählbare Symbolvarianten für die Anzeige der Signatur vorgesehen, um einen einfachen Vergleich mit Signaturen

zu ermöglichen, die mit Geräten anderer Hersteller aufgenommen wurden (siehe Tafel).

Die Ansteuerung der Anzeige erfolgt im Multiplexbetrieb, wobei ein EPROM als Dekoder eingesetzt wurde. Die vier Signale des Anzeigebusses rufen dabei die Adresse auf, auf der die jeweilige Symbolkonfiguration als Datenwort abgelegt ist. Über Treiberstufen erfolgt dann direkt die Anzeigeansteuerung. Bei der Prüfung elektronischer Baugruppen in der industriellen Fertigung bedeuten automatische Prüfsysteme eine große Arbeitsproduktivitätssteigerung. Alle anfallenden Informationen müssen dabei in einer maschinenlesbaren Form vorliegen. Das berücksichtigt die zweite Variante der Auswertung von Signaturen.

Über einen PIO (U 855) wird dabei die im Speicher stehende 16 bit lange Signatur zu je zwei 8-Bit-Worten auf dem Rechnerbus gelegt. Diese Schnittstelle ist entsprechend der K-1520-Busrichtlinie ausgeführt. Als Bereitschaftssignal (STROBE) dient der schon erwähnte Impuls aus dem Eingangsautomaten.

Die serielle Übernahme der zwei zu einer Signatur gehörenden Bytes sowie der Vergleich mit einer Sollsignatur werden als Softwareroutine organisiert. Über das Programm ist neben dem Signaturvergleich und der geforderten Gerätereaktion im Fehlerfall auch die zusätzliche Anzeige der Signatur auf dem Display möglich.

Im Laboreinsatz ist die Überwachung des Anzeigebusses hinsichtlich sporadischer Änderungen der Signatur zweckmäßig. Dabei werden der Inhalt des Anzeigebusses in ein 4-Bit-Schieberegister geschoben und ständig das Eingangs- und Ausgangssignal miteinander verglichen. Es erfolgt somit der Vergleich von aktueller und vorangegangener Signatur. Dieser Vergleich wird vom Anzeigetakt gesteuert. Für die Anzeige solcher unstabiler Signaturen dient eine Lumineszenzdiode.

Symbolvarianten

Bit-Kombination	Anzeige-varianten I	II
0000	0	0
0001	1	1
0010	2	2
0011	3	3
0100	4	4
0101	5	5
0110	6	6
0111	7	7
1000	8	8
1001	9	9
1010	A	A
1011	b	C
1100	c	F
1101	d	H
1110	e	P
1111	f	U

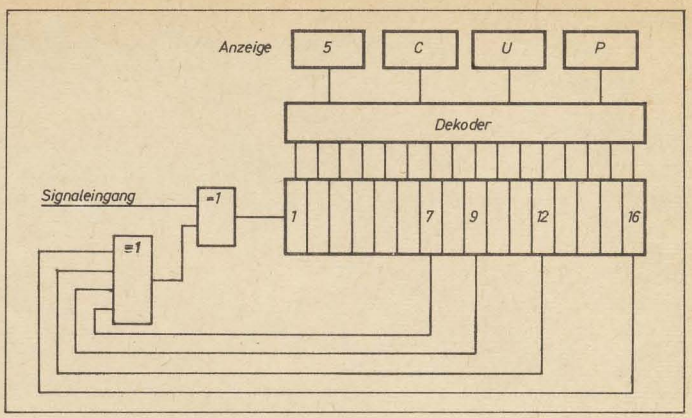


Bild 1: 16-Bit-Schieberegister

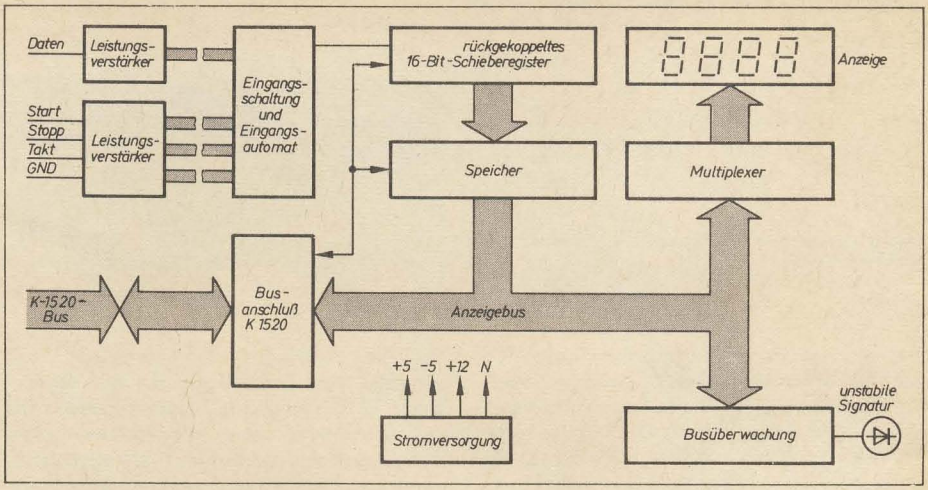


Bild 2: Struktur des Signaturanalysegerätes

Anwendung der Signaturanalyse an einem Mikrorechnersystem

Die Signaturanalyse stellt wie jedes andere digitale Prüfverfahren gewisse Forderungen an den Prüfling. Diese Eigenschaften hängen von der speziellen Teststrategie des verwendeten Verfahrens ab.

Die Strategie der Signaturanalyse sieht nach [1] folgendermaßen aus:

- Testung des harten Kerns (z. B. Taktversorgung, Befehlszählerfunktion, Adreßdekodierung)
- Verwendung des Kerns zur Generierung spezieller Testroutinen für periphere Schaltungsteile (z. B. U 855, U 858).

Aus dieser Teststrategie leiten sich die nachfolgend aufgeführten Forderungen an den Prüfling ab.

Voraussetzung ist, daß die Stromversorgung mit herkömmlichen Mitteln geprüft ist. Das Problem der Testung des Kerns besteht darin, einen Prüfstimulus zu schaffen, der mit den vorhandenen Mitteln des Prozessors auskommt. Hierzu eignet sich besonders der NOP-Befehl (Leerbefehl) des Mikroprozessors. Dieser Befehl kann hardwaremäßig durch Schalter oder Brücken auf dem Datenbus der CPU erzeugt werden. Bei komplexeren Prozessorsystemen, in denen der Datenbus getrieben wird, besteht die Möglichkeit, durch eine Schaltung mit Hilfe eines externen Signals den Datenbus hinter den Bustreibern wegzuschalten und auf den verbleibenden Bus ein Low-Signal aufzuprägen. Die hardwaremäßig ausgelösten NOP-Befehle bewirken, daß der Programmzähler ständig den Adreßbereich des Prozessors durchzählt und somit reproduzierbare Signale am Adreßbus anstehen.

Diese Arbeitsweise wird in der Literatur als „Free running" bezeichnet [1]. Beim Testen des Kerns wird die Erzeugung des Stimulus, der die Voraussetzung der Signaturanalyse darstellt, hardwaremäßig bewirkt.

Mit Hilfe der NOP-Befehle ist die Prüfung der Taktversorgung, der Adreßdekodierung, der PROM-Inhalte und damit des Datenbusses hinter den Bustreibern möglich.

Bei der Wahl der Signale für das Start-Stopp-Fenster des Signaturanalysegerätes ist exakt das Signalspiel zu berücksichtigen, damit zu den Taktflanken von Start und Stopp definierte Signale anstehen.

Im nachfolgenden Schritt wird der geprüfte Kern zur Erzeugung spezieller Testroutinen für die peripheren Schaltungsteile verwendet. Der Stimulus wird softwaremäßig gebildet und ist auf einem EPROM unterzubringen.

Auf den Kartenbaugruppen sind Voraussetzungen zu schaffen, daß eine Trennung des niedrigsten Speicherbereiches in zwei Segmente gleichen Adreßbereiches (Arbeitsspeicher – Prüfspeicher) möglich ist. Der Arbeitsspeicher enthält die normalen Programmteile des niedrigsten Adreßbereiches des jeweiligen Prozessors. Der Prüfspeicher beinhaltet die erforderlichen Testroutinen. Die Adressierung des Prüfspeichers hat durch ein externes Signal zu erfolgen.

Der Aufbau der Testroutinen ist so zu realisieren, daß das Prinzip der sich ständig wiederholenden Schleifen eingehalten wird. Die Programme der Routinen sind ohne die Verwendung von noch nicht getesteten Komponenten zu schreiben. Der Übergang von einer Testroutine in die andere erfolgt mit dem nichtmaskierbaren Interrupt (NMI). Der Interrupt wird durch das Signaturanalysegerät ausgelöst. Unter der Adresse des NMI (U-880-Adresse 0066H) steht ein Sprungbefehl (JMP M), dessen Zieladresse der Inhalt eines Doppelregisters (z. B. HL) ist.

Im Doppelregister der CPU ist die jeweilige Startadresse der Routinen abgelegt. Es ist erforderlich, mit Befehlen des Prozessors eine RAM-Speicheradresse nachzubilden, da der RAM-Speicher noch nicht geprüft ist.

In das Doppelregister der CPU ist zu Beginn einer jeden Routine die Startadresse der nächsten Testroutine einzuschreiben. Es ist zu beachten, daß diese Adresse nicht mehr gelöscht werden darf.

Zur Realisierung der Start- und Stoppsignale des Meßfensters können Ausgabebefehle auf fiktive Speicheradressen oder Ports für diese Testroutinen verwendet werden.

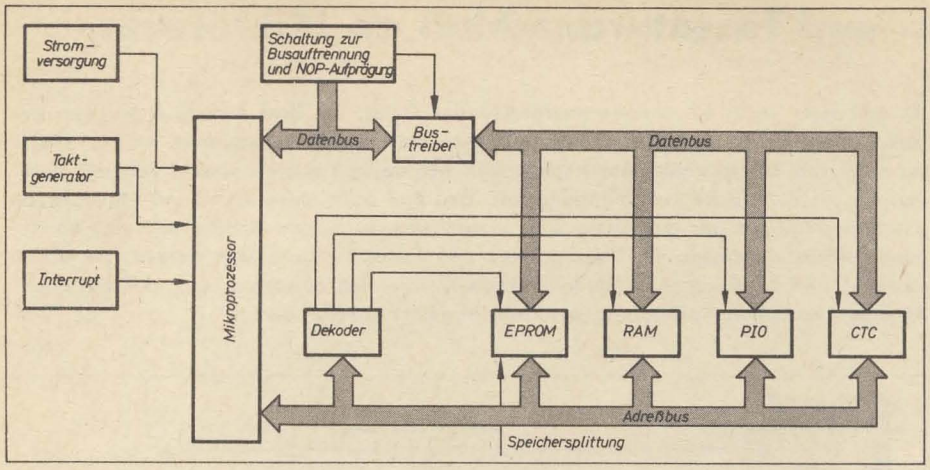


Bild 3: Auslösung von Freilauf und Speichersplittung

Prüfung eines Mikrorechnersystems

Der Prüfling war eine Minimalkonfiguration, bestehend aus U 880, U 855, U 858, SAB 8708 und SAB 8111. Das System war für die Signaturanalyse vorbereitet und enthielt eine Schaltung für die hardwaremäßige Auslösung des Freilaufes (NOP-Befehle) sowie eine Möglichkeit der Speichersplittung in Arbeits- und Prüfspeicher (s. Bild 3). Der EPROM des Systems beinhaltete in einem Teil die Testroutinen für RAM, PIO und CTC.

Entsprechend der Teststrategie der Signaturanalyse wurde mit dem Freilauf des Prozessors begonnen. Es wurden die Signaturen der Adreßbusleitungen erfaßt. Die weitere Aufnahme der Signaturen wurde auf die Dekoderausgänge sowie auf die damit angesteuerten Chip-select-Eingänge der Speicher ausgedehnt. Des weiteren wurde die Überprüfung der EPROM-Inhalte und des Datenbusses hinter dem Treiber durchgeführt.

Nach der Signaturaufnahme wurden verschiedene Fehler simuliert, um eine Aussage über die Fehlererkennung zu erhalten. Ergebnisse der Fehlersimulation

- Schluß nach U_B: Signatur der Betriebsspannung wird angezeigt, und Fehler ist sofort feststellbar
- Schluß nach Masse: Nullsignatur, ebenfalls sofortige Fehlerlokalisation
- Schluß zwischen zwei Leiterzügen: Beide Leitungen zeigen gleiche Signatur, die nicht mit den Signaturen im fehlerfreien Betrieb identisch ist
- offene Leitung: Betriebsspannungssignatur steht an.

Andere Fehlerarten konnten nicht festgestellt werden. Falsches Zeitverhalten zeigt sich durch eine unstabile Signatur, die vom Signaturanalysegerät signalisiert wird.

Nach dem „freilaufenden Betrieb" ist der Speicherbereich des EPROMs durch ein externes Signal zuzuschalten, in dem die Testroutinen stehen. Mit dem Signal „Reset" wird die erste Testroutine gestartet. Für die verschiedenen peripheren Schaltkreise wie PIO, RAM und CTC wurden Testroutinen erarbeitet und erprobt.

Die aufgenommenen Signaturen eines intakten Prüflings dienen als Vergleichswert für das Prüfen weiterer Prüflinge gleichen Typs oder der Fehlersuche bei defekten Prüflingen. Diese Signaturen können entweder in die Stromlaufpläne eingezeichnet oder in geeigneter Weise abgespeichert werden.

Anwendungsmöglichkeiten

Die Signaturanalyse ist in die Gesamtheit der vorhandenen Prüfverfahren einzuordnen. Dieses Testverfahren eignet sich besonders für Mikroprozessorstrukturen. Es ist ein dynamisches Prüfverfahren, das im Echtzeitbetrieb arbeitet.

Mit der Signaturanalyse sind folgende Prüfungen möglich:

- schnelle Testung der Adreßlogik und der Steuersignale
- Überprüfbarkeit der EPROM-Inhalte und des Datenbusses hinter den Bustreibern
- bedingte Testung bei Fehlern auf dem Datenbus zwischen Prozessor und Treiber
- Prüfmöglichkeiten der RAM-Funktion und der Ports in Ausgaberichtung
- Testung der Ports in Eingaberichtung nur mit externem Stimulus möglich
- Testung der CTC.

Des weiteren ist die Signaturanalyse für periphere Schaltungen anwendbar, wenn es gelingt, für diese Schaltungen einen externen Teststimulus zu schaffen, der ständig reproduzierbare Signalspiele erzeugt. Für den speziellen Fall sind jeweils Untersuchungen durchzuführen.

Organisatorische Voraussetzungen

Die Signaturanalyse ist beim System- sowie beim Detailentwurf durch den Entwicklungsingenieur in die Schaltung zu integrieren. Durch den Entwickler ist zu prüfen, ob die Bedingungen für die Signaturanalyse gegeben oder durch zusätzliche Hardware zu schaffen sind. Diese Anforderungen an den Entwicklungsingenieur setzen die unbedingte Kenntnis des Prinzips der Signaturanalyse voraus.

Ein nachträgliches „Hineinentwickeln" des Prinzips der Signaturanalyse in ein abgeschlossenes System ist in der Regel nicht möglich.

Literatur

[1] A Designer's Guide to Signature Analysis. Hewlett-Packard-Journal, Application Note 222

[2] Hübner, D.: Verfahren zur Prüfung digital arbeitender Geräte. Feingerätetechnik 28 (1979) H. 3, S. 111–113

[3] Schwabe, W.; Hüber, D.: Kennzeichenanalyse-Anwendung zyklischer Codes in der Prüftechnik. Sozialistische Rationalisierung 8 (1979) H. 11, S. 302–305

Aus der

Nachrichtentechnik Elektronik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 4 (1981)

■ **Zur Testpunkteinführung für Diagnosemittel**

■ **Fehlerdiagnose durch Kennzeichenauswertung**

■ **DPGM mit variabler Wortlänge für die Fernsehbildcodierung**

■ **Zur Realisierung von Eimerkettenfiltern in Abzweigstruktur**

■ **MIC-Mischer für Homodyn-Mikrowellenstrecken in EPR-Spektrometern**

■ **Schnelle Methode zur Messung der Parameter mikroelektronischer Zwischenfrequenzverstärker mit automatischer Verstärkungsregelung**

■ **Digitale Informationstechnik 9 Digitale Schaltungstechnik. Teil 3**

■ **Neue Prinzipien der digitalen Informationsspeicherung und -verarbeitung in feinkristallinen dünnen magnetischen Schichten**

■ **Verfahren zur Analyse von Rauschsignalen**

■ **Monolithisch integrierte Schaltungen auf Galliumarsenidbasis. Teil 3.**

Während in den ersten beiden Teilen dieses Überblicks allgemeine Aspekte der Anwendung des Halbleiterwerkstoffs GaAs und digitale Logikschaltungen (FET-Logik) im Vordergrund standen, werden im Teil III weitere Integrationskonzepte diskutiert: Ladungsgekoppelte Bauelemente (CCD), monolithisch integrierte Mikrowellenschaltungen (MMIC) sowie Aspekte einer Integration von optoelektronischen Bauelementen mit GaAs-Feldeffekttransistoren und -Gunn-Elementen. Der Erörterung möglicher Einsatzgebiete folgen ausgewählte Anwendungsbeispiele. Der Artikel wird mit einer zusammenfassenden Einschätzung des Gesamtgebietes monolithisch intergierter GaAs-Schaltungen abgeschlossen.

■ **Formulierung von Abbruchbedingungen bei der Simulation von Zuverlässigkeitsproblemen**

Die Abbruchbedingungen der Simulation können aus den Simulationsergebnissen nach verschiedenen Methoden gewonnen werden. Im einzelnen sind näher untersucht: das Übergangs- bzw. Einschwingverhalten, die Beurteilung nach der erreichten Genauigkeit und die Anwendung der Ergebnisse der Zeitreihenanalyse. Die Leistungsfähigkeit der Methoden werden im einzelnen eingeschätzt.

■ **Über die Entstehung der Katodenstrahlröhre**

Aus ersten Versuchsergebnissen von Plücker Mitte des vorigen Jahrhunderts ergaben sich durch wesentliche Beiträge vor allem von Hittorf, Goldstein und Crookes eine Reihe von Erkenntnissen und physikalisch-technischen Experimentier-Bausteinen. Diese benutzte Ferdinand Braun 1896 zur Konstruktion jenes Vorläufers, aus dem sich die typenreiche Gruppe der Katodenstrahlröhre entwickelte. Ein heute allgemein bekannter Vertreter davon ist die Fernsehbildröhre.

Siebensegmentanzeige- und Tastaturanschluß an Mikrorechner

Dr.-Ing. GERT WINKLER

Es gibt wohl kaum ein mikrorechnergesteuertes Gerät, bei dem nicht die Aufgabe besteht, eine Anzeige zu bedienen und auf Tastendruck in der vereinbarten Art und Weise zu reagieren. Die gewählte Anschlußart muß sich danach richten, wieviel Zeit der Rechner für diese Aufgabe zur Verfügung hat. Das Ziel sollte sein, mit einem Minimum an Hardwareaufwand das geforderte Ziel zu erreichen. In diesem Beitrag soll eine kombinierte Anschlußmethode für Ziffernanzeige und Tastatur beschrieben werden, die davon ausgeht, daß der Rechner für beide Funktionen soviel Zeit erübrigen kann, daß mit einem Minimum an Schaltungsaufwand das Problem gelöst werden kann.

Schaltung

Die Siebensegmentanzeige wird vom Mikrorechner im Multiplexbetrieb angesteuert. Im Bild 1 ist das schaltungstechnische Grundprinzip dargestellt.

Es ist erforderlich, im Takte der Multiplexfrequenz eine 1 im Ausgaberegister AG_1 durchzuschieben. Dieses Signal ergibt an den zugehörigen Spaltenleitungen der Tastaturmatrix L-Pegel. Ist in einem Knotenpunkt der mit L angesteuerten Spalte eine Taste gedrückt, so kann der Rechner über das Eingabetor EG_1 in der zugehörigen Zeile ebenfalls einen L-Pegel feststellen und der gedrückten Taste einen Ziffernkode zuordnen, der sich z. B. zu

$$\text{KODE} = X \cdot \text{Spalte} + 8 \cdot Y \cdot \text{Zeile}$$

ergibt (mit X, Y = 0 bis 7).

Nach dieser Methode lassen sich für das gewählte Beispiel maximal 64 Tasten anschließen. Die Entprellung der Tasten muß vom Mikrorechner durch das Programm vorgenommen werden.

Die Segmente werden vom Mikrorechner ohne Zwischenschaltung eines Dekoders bedient. Das hat den Vorteil, daß sämtliche mit den sieben Segmenten darstellbaren Zeichen auch problemlos ausgegeben werden können.

Das 8-Bit-Ausgaberegister AG_1 gestattet die Ansteuerung von acht Stellen direkt. Sollen mehr als acht Stellen angesteuert werden, so ist nach Bild 2 ein 1-aus-n-Dekoder (z. B. К 155 ИД 3) zwischenzuschalten. Dabei ist vom Mikrorechner nur noch eine BCD-Ziffer in den Bits D0 bis D3 des Ausgaberegisters AG_1 auszugeben.

Das Ausgaberegister AG_2 könnte nun eingespart werden, wenn an die Bits D4 bis D7 ein Siebensegmentdekoder (D 146) angeschlossen wird und nach entsprechender Verstärkung die Segmente angesteuert werden. Durch das Programm ist dann dafür zu sorgen, daß im Ausgaberegister AG_1 in den Bits D0 bis D3 die Stelle und in den Bits D4 bis D7 die zugehörige Ziffer ausgegeben wird. Eine problemlose Zeichen- und Buchstabenausgabe ist dann aber nicht möglich.

In der Schaltung nach Bild 2 wurde von dieser Möglichkeit kein Gebrauch gemacht. Es wurde vielmehr Bit D7 von AG_1 genutzt, um bei jedem Ziffernwechsel softwaremäßig einen monostabilen Multivibrator MMV anzustoßen. Die Kippzeit dieses Multivibrators ist so eingestellt, daß er beim nächsten Ziffernwechsel wieder triggerbar ist. Wird er durch einen Fehllauf des Programms nicht angesteuert, wird der Dekoder über $G_1 = H$ gesperrt, und die Anzeige wird dunkelgetastet. Die Anzeige-

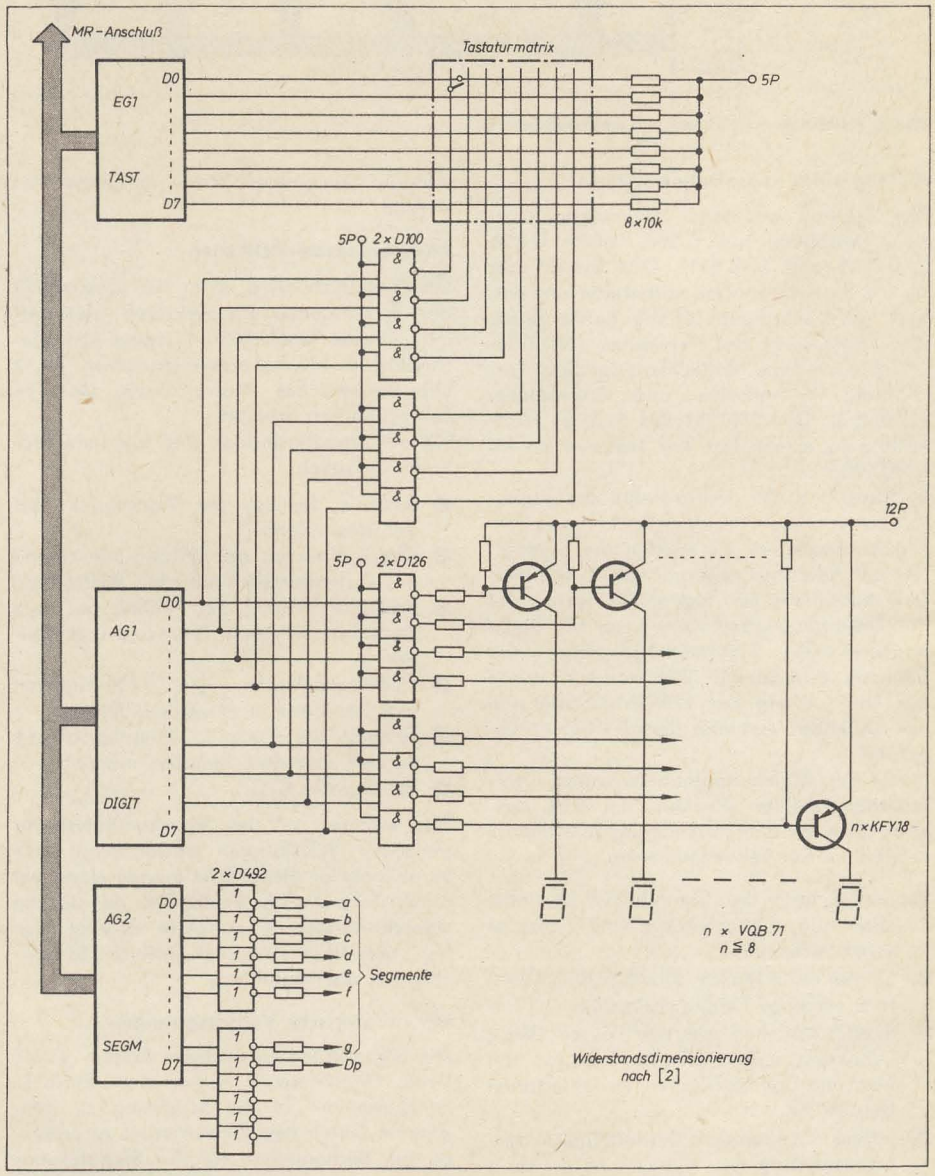


Bild 1: Anschluß von Tastatur und Siebensegmentanzeige

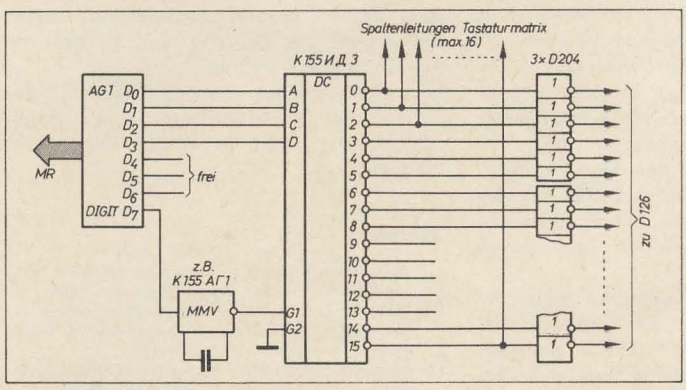


Bild 2: Anzeigeerweiterung auf maximal 16 Stellen

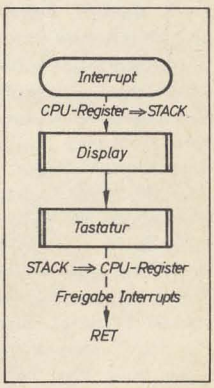


Bild 3: Programmorganisation

elemente können somit durch ein „Hängenbleiben" des Multiplexers nicht zerstört werden.

Diese Schutzschaltung kann auch in die Schaltung nach Bild 1 eingefügt werden, wenn die Dezimalpunktleitung nicht benötigt und zur Triggerung des Multivibrators verwendet wird. Die Dunkeltastung der Anzeige erfolgt dann über L-Pegel am zweiten Gattereingang der Schaltkreise D 126.

Eine weitere Möglichkeit, den Multivibrator anzustoßen, ergibt sich, wenn man die Bausteinauswahlsignale (Chip Select) entsprechend aufbereitet. Bei hochintegrierten Ausgabebausteinen (PIO) erfordert das aber zusätzlichen Dekodieraufwand, da noch andere Signale für ein zeitrichtiges Triggern ausgewertet werden müssen.

Programmtechnische Lösung

Die programmtechnische Lösung wurde für den Mikrorechner K 1520 aufbereitet, ist aber so allgemeingültig, daß sie auch für andere Mikrorechner Anwendung finden kann.

Das Programm, das Tastatur und Anzeige bedient, wird über einen Zeitinterrupt aufgerufen. Die Aufruffrequenz muß so gewählt werden, daß gerade eine flimmerfreie Anzeige gewährleistet ist – eine zu hohe Aufruffrequenz bindet nur unnötig Rechenzeit. Geht man davon aus, daß jede Stelle alle 30...40 ms bedient werden muß, ergibt sich bei acht Stellen eine Aufruffrequenz von 200...250 Hz.

Die Zeit von 30...40 ms ist auch für die Tastaturentprellung günstig. Wird beim zweiten Erkennen einer Taste reagiert, ergeben sich akzeptable Verzögerungszeiten unter 100 ms.

Um auch Lesern, die in der Programmiertechnik von Mikrorechnern wenig Übung haben, eine Einarbeitung zu ermöglichen, soll nachfolgend das Programm etwas ausführlicher erläutert werden. Es besteht aus den Teilen „Ziffernausgabe" und „Tastaturabfrage". Aufgerufen werden beide Unterprogramme gemäß Bild 3 in der Interruptroutine, die durch einen Zeitgeber entsprechend der Multiplexfrequenz gestartet wird.

Verbunden sind beide Unterprogramme durch eine Zahl „Digitnummer" = DIGNR, die die angesteuerte Stelle markiert, gleichzeitig aber auch für die Tastatur die abgefragte Spalte kennzeichnet. Es wird weitgehend mit Tabellen gearbeitet, wobei sich der aktuelle Tabellenwert aus der Tabellenanfangsadresse plus Inhalt von DIGNR (bzw. plus Ziffer für die Siebensegmentdekodierung) ergibt.

Die Programme sind so geschrieben, daß sich bei dieser Addition kein Übertrag in die Adreßbits A8 bis A15 ergeben darf; die Tabellen sind in solche Adreßräume zu legen, daß dieser Bedingung entsprochen wird.

Bild 4 zeigt das Flußbbild für die Ziffernausgabe, und im Bild 5 ist das für den Mikrorechner K 1520 geschriebene und assemblierte Programm dargestellt.

```
SEITE    1
      0001                        ; UNTERPROGRAMM ZIFFERNAUSGABE
      0002                        ;
      0003                        ; PARAMETER: DIGITNUMMER DIGNR
      0004                        ;
      0005   0000  3AF00F  DIS:    LD    A,(DIGNR)     ; NAECHSTE STELLE
      0006   0003  3C             INC   A               ; VORBEREITEN
      0007   0004  FE09            CMP   NMAX+1
      0008   0006  3801            JRC   DIS1-$        ; DIGNR < NMAX
      0009   0008  AF             XOR   A               ; A = 0
      0010   0009  32F00F  DIS1:   LD    (DIGNR),A
      0011   000C  47             LD    B,A           ; DIGNR --> B
      0012   000D  211101          LD    HL,DITAB      ; BEST. DER WERTIGKT.
      0013   0010  7D             LD    A,L           ; DER AKTUELLEN STELLE
      0014   0011  80             ADD   B
      0015   0012  6F             LD    L,A
      0016   0013  7E             LD    A,(HL)
      0017   0014  D310            OUT   DIGIT         ; AUSG! STELLE
      0018   0016  2AF20F          LD    HL,(ZEIG)     ; HL = AUSGABEBEREICH
      0019   0019  7D             LD    A,L           ; BEST. AKTUELLE ZIFFER
      0020   001A  80             ADD   B
      0021   001B  6F             LD    L,A
      0022   001C  7E             LD    A,(HL)        ; ZIFFER --> A
      0023   001D  210001          LD    HL,TCODE      ; UMKODIER. IN
      0024   0020  85             ADD   L             ; 7-SEGMENT KODE
      0025   0021  6F             LD    L,A
      0026   0022  7E             LD    A,(HL)        ; KODE --> A
      0027   0023  D311            OUT   SEGM          ; AUSG. ZIFFER
      0028   0025  C9             RET
      0029                        ;
      0030                        ;
      0031                        ; VEREINBARUNGEN
      0032                        ;
      0033                              ORG   0FF0H
      0034                        ;
      0035   0FF0                DIGNR: BER   2
      0036   0FF2                ZEIG:  BER   2
      0037                        ;
      0038                        NMAX:  EQU   8           ; 8 STELLEN
      0039                        DIGIT: EQU   10H         ; AUSGABEADRESSEN
      0040                        SEGM:  EQU   11H
      0041                        ;
      0042                        ; TABELLEN
      0043                        ;
      0044                              ORG   100H
      0045                        ; TABELLE 7-SEGMENTKODIERUNG
      0046                        ; JEWEILIGES BIT = 1 = AN
      0047                        ;
      0048   0100  3F065B  TCODE:  DB    3FH,6,5BH ; 0 1 2
      0049   0103  4F666D        DB    4FH,66H,6DH ; 3 4 5
      0050   0106  7D077F        DB    7DH,7,7FH ; 6 7 8
      0051   0109  6F377C        DB    6FH,37H,7CH ; 9 A B
      0052   010C  395E79        DB    39H,5EH,79H ; C D E
      0053   010F  7100          DB    71H,0 ; F DUNKEL
      0054                        ;
      0055                        ; STELLENWERTTABELLE
      0056                        ;
      0057   0111  01020408  DITAB: DB   1,2,4,8
      0058   0115  10204080        DB    10H,20H,40H,80H
      0059                        ;
      0060                        ;
      0061                              FINI
KEINE SYNTAX-FEHLER CRAS 4200-K1520
```

Bild 5: Programmauflistung Ziffernausgabe

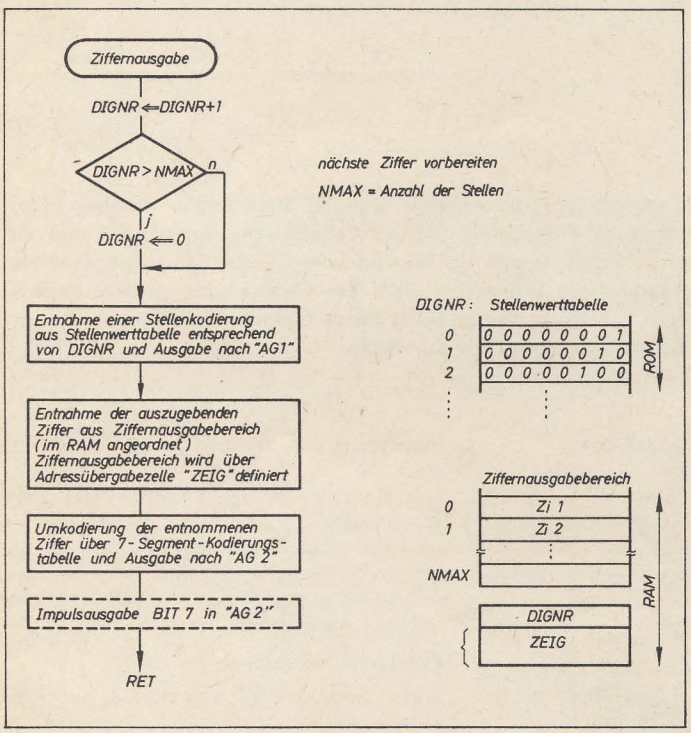


Bild 4: Flußbild Ziffernausgabe

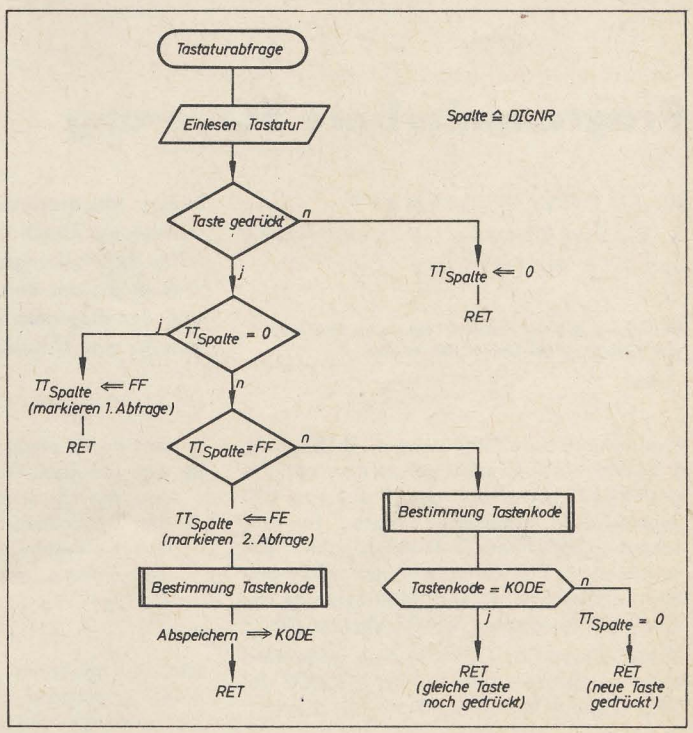


Bild 6: Flußbild Tastaturabfrage

```
SEITE    1
      0001                    ;
      0002                    ; UNTERPROGRAMM TASTATURABFRAGE
      0003                    ; PARAMETER: DIGNR IN REG. B
      0004                    ; DIGNR. ENTSPRICHT AKT. SPALTE
      0005                    ;
      0006                            ORG   30H
      0007                    ;
      0008  0030  21F40F    TASAB:    LD    HL,TT0          ; BEST. ZEIGER
      0009  0033  7D                  LD    A,L             ; AUF ENTPRELLUNGSZELLE
      0010  0034  80                  ADD   B               ; FUER AKTUELLE SPALTE
      0011  0035  6F                  LD    L,A             ; ZEIGER IN HL
      0012  0036  DB12                IN    TAST            ; EINLESEN SPALTE
      0013  0038  2F                  CPL                   ; A = 0 WENN NICHT GEDR.
      0014  0039  2002                JRNZ  TAST2-#         ; TASTE GEDRUECKT
      0015  003B  77                  LD    (HL),A          ; (TT) <- 0
      0016  003C  C9                  RET
      0017                    ;
      0018  003D  4F          TAST2:    LD    C,A           ; /(TAST) --> C
      0019  003E  7E                  LD    A,(HL)
      0020  003F  A7                  AND   A               ; TEST A = 0
      0021  0040  2002                JRNZ  TAST3-#         ; 2,3... ABFRAGE
      0022  0042  35                  DEC   (HL)            ; (TT) = FF, 1. ABFRAGE
      0023  0043  C9                  RET
      0024                    ;
      0025  0044  FEFF        TAST3:    CMP   0FFH
      0026  0046  280C                JRZ   TAST4-#         ; 2. ABFRAGE
      0027  0048  3AFC0F              LD    A,(KODE)        ; TEST GLEICHE TASTE ?.
      0028  004B  5F                  LD    E,A             ; KODE --> E
      0029  004C  CD5C00              CALL  BKOD            ; BEST. NEUEN KODE .
      0030  004F  BB                  CMP   E
      0031  0050  C8                  RZ                    ; GLEICHE TASTE
      0032  0051  3600                LD    (HL),0          ; (TT) <- 0
      0033  0053  C9                  RET
      0034                    ;
      0035  0054  35          TAST4:    DEC   (HL)          ; (TT) <- FE, 2.ABFRAGE
      0036  0055  CD5C00              CALL  BKOD
      0037  0058  32FC0F              LD    (KODE),A        ; ABSP. TASTENKODE
      0038  005B  C9                  RET
      0039                    ;
      0040                    ; UNTERPROGR. BESTIMMUNG TASTENKODE
      0041                    ; PARAMETER:
      0042                    ; EINTRITT: B = DIGNR. (=SPALTENNR)
      0043                    ;           C = NEG. EINLESEBERG. TAST
      0044                    ; AUSTRITT: A = KODE = SPALTE*ZEILE*8
      0045                    ;
      0046  005C  79          BKOD:     LD    A,C             ; /(TAST) --> A
      0047  005D  0E00                LD    C,0             ; ZEILE = 0
      0048  005F  0F          BK1:      RRCA                  ; DURCHROT. SPALTE
      0049  0060  3803                JRC   BK2-#           ; ZEILE GEFUNDEN
      0050  0062  0C                  INC   C               ; ZEILE + 1
      0051  0063  18FA                JR    BK1-#
      0052  0065  79          BK2:      LD    A,C
      0053  0066  87                  ADD   A               ; ZEILE * 8
      0054  0067  87                  ADD   A
      0055  0068  87                  ADD   A
      0056  0069  87                  ADD   A
      0057  006A  80                  ADD   B               ; ZEILE*8 + SPALTE
      0058  006B  C9                  RET
      0059                    ;
      0060                    ; VEREINBARUNGEN
      0061                    ;
SEITE    2
      0062                            ORG   0FF4H
      0063  0FF4              TT0:      BER   8             ; 8 ENTPRELLUNGSZELLEN
      0064  0FFC              KODE:     BER   1             ; UEBERGABE KODE
      0065                    ;
      0066                    TAST:     EQU   12H           ; EINGABETOR TASTATUR
      0067                    ;
      0068                            FINI
```

Bild 7: Programmauflistung Tastaturabfrage

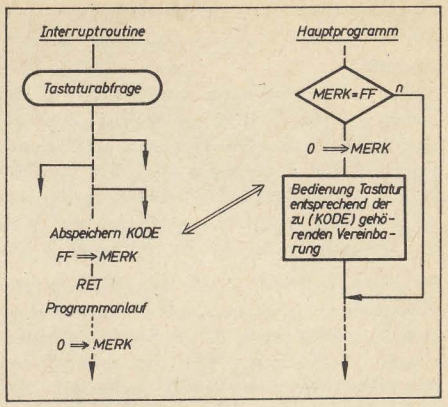


Bild 8: Zusammenspiel Interruptroutine und Hauptprogramm

Im dargestellten Programm ist die Anfangsadresse für den auszugebenden RAM-Bereich variabel gehalten (ein Byte je auszugebender Ziffer). Die Anfangsadresse des Ausgabebereiches wird in der Zelle ZEIG übergeben – durch Ändern des Inhalts von ZEIG kann schnell zwischen unterschiedlichen Ausgabebereichen umgeschaltet werden. Eine Änderung der Anzeigebedeutung ist somit leicht möglich, ohne daß größere Umspeicherungen vorgenommen werden müssen.

Die Tastaturabfrage erfolgt entsprechend den Bildern 6 und 7. Bei jedem Interrupt wird die Spalte, die durch DIGNR gegeben ist, abgefragt. Ein Bereich von acht Entprellungszellen TT0 bis TT7 – entsprechend den acht Spalten – dient zur ordnungsgemäßen Tastaturabfrage. Wenn zweimal dieselbe Taste erkannt wurde, wird der zugehörige Kode gespeichert und mit dem Bitmuster OFEH in der zugehörigen Entprellungszellle markiert.

Zur leichteren Zusammenarbeit mit einem übergeordneten Programm empfiehlt sich die Einführung einer Merkzelle MERK (in den Bildern 6 und 7 nicht enthalten). In dieser Zelle wird dem übergeordneten Programm das Vorhandensein eines neuen Kodes mitgeteilt; das zugehörige Wechselspiel ist im Bild 8 dargestellt.

Der Zeitbedarf (K 1520 mit 2,5 MHz Taktfrequenz) für eine einmalige Abarbeitung des Unterprogrammes Ziffernausgabe ist kleiner als 70 µs. Das Tastaturprogramm benötigt etwa 25 µs, wenn keine Taste gedrückt ist, und maximal 160 µs, wenn eine gedrückte Taste erkannt wird.

Wird die Interruptroutine alle 5 ms aufgerufen, so bindet das gesamte Programm 2,5 bis 6 % der zur Verfügung stehenden Rechenzeit einschließlich der Verlustzeiten durch die Interruptorganisation.

Literatur

[1] Bauch, R.: Ansteuerung mehrstelliger Ziffernanzeigen in Mikrorechnersystemen. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 79

[2] Standfuss, B.: Ansteuerung von Ziffernanzeigebauelementen. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 1, S. 12–17

Programmierbare Steuerung

W. FUCHS, A. GIENAPP, E. KUSSEROW, K. P. KIRCHNER und K. P. HEINZE

Mitteilung aus der Sektion Technische Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock

Neben Mikrorechnern gewinnen programmierbare logische Steuerungen zunehmend an Bedeutung. Durch ihre einfache Programmierung, die ökonomische Realisierung und die hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit finden sich künftig immer mehr Anwendungsgebiete. Das in diesem Beitrag vorgestellte Lehrmodell dient der Einarbeitung in diese Technik und der Programmtestung. Die Minimalvariante ist durch einfache Schaltungsergänzungen für eine beliebige Ein- und Ausgangszahl aufrüstbar.

Programmierbare Steuerungen (PSE), auch 1-Bit-Mikroprozessoren genannt, sind programmgesteuerte, auf der Basis von LSI-Schaltkreisen realisierte Systeme für entscheidungsorientierte Anwendungen. Die vorliegende TTL-Variante einer PSE-Minimalkonfiguration ist eine Modifizierung der von [1] entwickelten CMOS-Version [2].

Diese Konzeption zeichnet sich gegenüber einer ähnlichen Variante, der PS 2000 des VEB Numerik Karl-Marx-Stadt [3], durch

- eine höhere Verarbeitungsgeschwindigkeit durch einen Einphasentakt
- den geringen Aufwand durch den Einsatz von LSI-Schaltkreisen
- die Möglichkeit von Programmsprüngen und Bedingungsoperationen durch die Verwendung von Ein- und Ausgaberegistern

aus.

Die im folgenden erläuterte Konzeption dient vorwiegend zur Einarbeitung in die Handhabung von PSE-Geräten und zur Programmtestung im Lehrbetrieb der Sektion Technische Elektronik der WPU Rostock.

Das Gerät ist für den Einsatz in logischen Steuerungen bis zu 16 Ein- und Ausgängen geeignet. Durch geringfügige schaltungstechnische Änderungen und Erweiterungen läßt sich die Anzahl der Ein- und Ausgänge beliebig erweitern.

Funktionsbeschreibung der PSE

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild der PSE-Minimalvariante, bestehend aus fünf Komponenten:

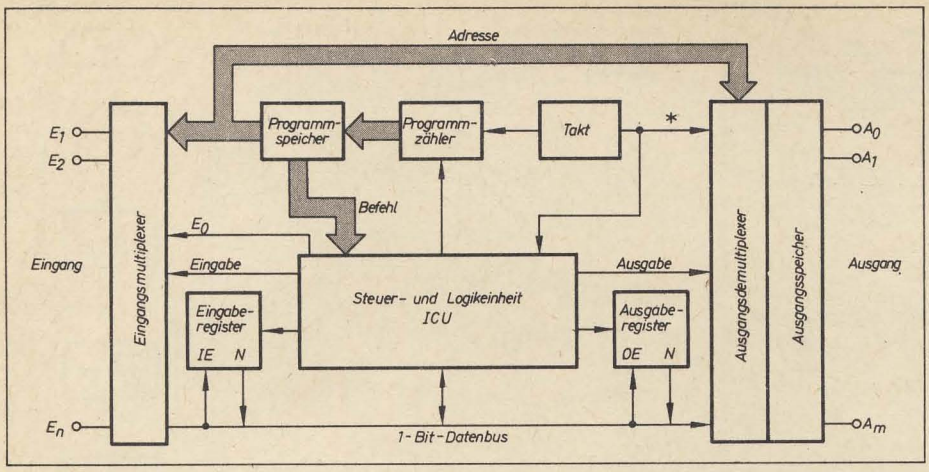


Bild 1: Blockschaltbild der programmierbaren Steuerung (PSE)

- ICU als zentrale Steuereinheit
- Programmspeicher, in dem die Programmschritte gespeichert sind
- Programmzähler, der die Reihenfolge der Befehle bestimmt
- Ein- und Ausgänge, die vom Speicherinhalt adressiert werden
- Ein- und Ausgaberegister (IEN, OEN).

Der Befehlssatz enthält 16 4-Bit-Befehle, die eine logische Verknüpfung zwischen den Daten des Ein-Bit-Datenbusses und dem Inhalt des akkumulierenden Ein-Bit-Ergebnisregisters (RR-Register) der ICU ermöglichen. In der aufgebauten Minimalkonfiguration wird als Programmspeicher ein EPROM 1702 A verwendet. Die unteren 4 bit des Ausgangswortes des Speichers bilden die Adressen für die Eingänge bzw. Ausgänge (0_0 bis 0_7). Die oberen 4 bit (0_8 bis 0_F) werden als Befehle interpretiert. Acht Befehle sind logische Befehle für Verknüpfungen, acht Befehle sind Steuerbefehle, von denen fünf in der Minimalkonfiguration verwendet werden. Tafel 1 enthält den verwendeten Befehlssatz.

Neu gegenüber der PS 2000 sind die Befehle IEN und OEN. Beide Befehle beeinflussen je nach logischem Zustand des Datenbusses jeweils ein Flip-Flop. Ist das IEN-Register rückgesetzt, steht der X-Eingang der Logik stets auf log. 0. Mit dem rückgesetzen OEN-Register wird der Ausgangsspeicher trotz eines anliegenden Ausgabebefehls (Sto oder Stoc) nicht verändert. Mit Hilfe dieser zwei Register kann eine Programmabarbeitung in Schleifenstruktur realisiert werden.

Tafel 1: Befehlssatz der PSE

Befehls-kode	Mne-monik	Funktion
0 0000	NOPO	keine Änderung in den Registern RR → RR
1 0001	LD	Ergebnisregister laden DB → RR
2 0010	LDC	Laden des Komplements $\overline{DB}$ → RR
3 0011	AND	logische UND-Verknüpfung RR ∧ DB → RR
4 0100	ANDC	logische UND-Verknüpfung mit dem Komplement RR ∧ $\overline{DB}$ → RR
5 0101	OR	logische ODER-Verknüpfung RR ∨ DB → RR
6 0110	ORC	logische ODER-Verknüpfung mit dem Komplement RR ∨ $\overline{DB}$ → RR
7 0111	XNOR	Äquivalenzverknüpfung RR ≡ DB → RR
8 1000	STO	Abspeichern der Ergebnisregister RR → DB
9 1001	STOC	Abspeichern des Komplements der Ergebnisregister RR → DB
a 1010	IEN	Eingangsfreigabe DB → IEN
b 1011	OEN	Ausgangsfreigabe DB → OEN
f 1111	NOPF	Laden der Anfangsadresse des Befehlszählers

Schaltungsbeschreibung

Als Taktgenerator wird ein astabiler Multivibrator eingesetzt, der eine Frequenz von 500 kHz liefert. Diese relativ niedrige Taktfrequenz ist durch den Einsatz des Speichers 1702 A als Programmspeicher bedingt. Die durchschnittliche Lesezeit beträgt etwa 1,5 µs.

Um eventuellen falschen Dekodierungen durch die unterschiedlichen Übergangszeiten t_{LH} und t_{HL} am Ausgang des Speichers und des Befehlsdekoders generell zu entgehen, wurde aus dem Taktsignal ein Signal $\overline{TAKT^*}$ abgeleitet. Es entsteht als etwa 80 ns langer L-Impuls als Reaktion auf die LH-Flanke des Taktes. Mit diesem Signal werden die ICU, die Ausgangsschaltung und der Rücksetzeingang des Befehlszählers getaktet, während das TAKT-Signal den Befehlszähler direkt taktet.

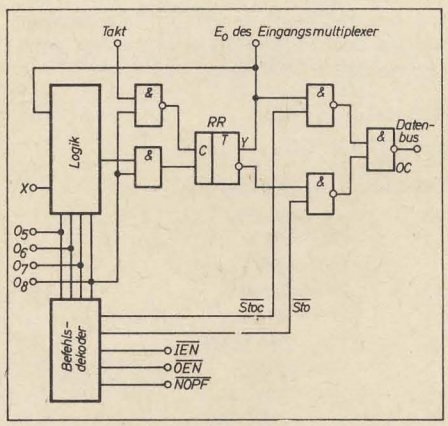


Bild 2: Blockschaltbild der Logik- und Steuereinheit (ICU)

Die ICU (Bild 2) besteht im wesentlichen aus der Logikeinheit, dem Befehlsdekoder und dem Ergebnisregister RR. Eingänge in die Logikeinheit sind das Befehlswort 0_5 bis 0_8, der Ausgang des Ergebnisregisters Y und der durch das IEN-Register bewertete Datenbus X. Mit Hilfe des durch Tafel 1 gegebenen Befehlssatzes kann durch Minimierungsverfahren die Logikgleichung ermittelt werden.

$$y = \overline{XY\bar{0}_5\ X\bar{0}_5\bar{0}_6\ XY\bar{0}_6\bar{0}_7\ \bar{X}Y\bar{0}_6\bar{0}_7\ Y\bar{0}_5\bar{0}_6\bar{0}_7\ XY0_6\bar{0}_7\ \bar{0}_8}$$

Die Steuerbefehle werden in einem 1-aus-8-Dekoder 74 155 erzeugt. Die Signale Sto bzw. Stoc schalten Y bzw. $\overline{Y}$ auf den Ein-Bit-Datenbus, der durch D-103-Gatter angesteuert wird.

Die Ein-Ausgangsschaltung (Bild 3) besteht aus einem Multiplexer (74 150), einem Demultiplexer (74 154), den Ausgangs-Flip-Flops (D 174) und den zwei Freigaberegistern (D 174).

Multiplexer und Demultiplexer werden durch die unteren 4 bit des Befehlswortes adressiert. Die Aktivierung des Ausgangsspeichers erfolgt über den Demultiplexer bei gesetztem OEN-Register. Für die IEN- und OEN-Befehle ist eine Verzögerung des Datenbusses notwendig, da am D-Flip-Flop sonst gleichzeitig der C- und der D-Eingang schalten können. Die Verzögerung wird durch das Takt*-Signal realisiert.

Um die PSE im Lehrbetrieb einsetzen zu können, wurden einige Erweiterungen vorgenommen. Bild 4 zeigt das Gesamtgerät. Die PSE enthält neben der eigentlichen PSE-Platine drei weitere Leiterplatten zur Stromversorgung, zur Lampenansteuerung und zur Ein- und Ausgangsbeschaltung.

Die Eingänge der PSE sind durch entprellte Tasten und durch äußere Signale setzbar. Weiterhin ist die Ausgangsadresse des Befehlszählers durch eine Binärtastatur einstellbar. Angezeigt werden die Eingangs- und Ausgangszustände, die aktuelle Adresse, das aktuelle Befehlswort und die Inhalte der Register RR, IEN und OEN.

Weiterhin sind eine RESET-Taste, die die Ausgänge, den Befehlszähler, das RR-Register zurück- und das IEN- und das OEN-Register setzt, eine LOAD-Taste zum Laden der Anfangsadresse des Befehlszählers, eine STOP-Taste, eine Taste zur Einstellung des Einzelschrittbetriebes und eine STEP-Taste zur Ausführung des Einzelschrittbetriebes vorgesehen.

Die erweiterte Variante der vorgestellten Konzeption bis zu 256 Ein- und Ausgängen und mit dem EPROM 2708 ist als Baukastensystem realisiert. Setzt man anstelle des EPROM RAM-Speicher ein, ist eine Kopplung der PSE mit einem Mikrorechner K 1520 möglich. Die PSE kann dann in einer Rechnerhierarchie schnelle logische Operationen mit vom Rechner vorgegebener variabler Programmstruktur übernehmen.

Programmierung

Die Programmierung ist sehr einfach. Es ist eine direkte Umsetzung der Booleschen Funktion kombinatorischer und sequentieller Schaltungen bzw. des Schaltplanes in das Programm möglich. Die Minterme werden in einzelnen Schritten programmiert

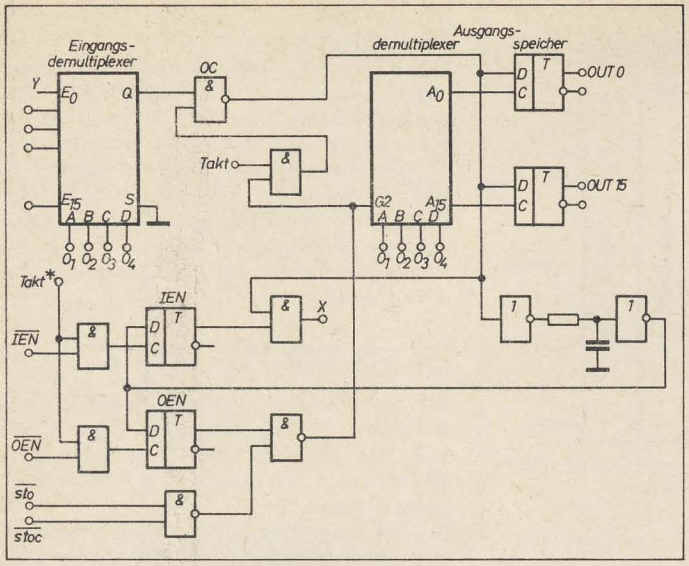


Bild 3: Blockschaltbild der Ein- und Ausgangsschaltung

Bild 4: Gesamtansicht des Lehrgerätes
Foto: Schröder

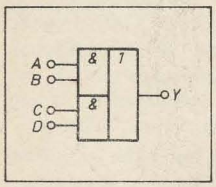


Bild 5: Logikplan zum Beispiel 1

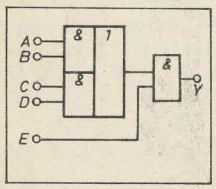


Bild 6: Logikplan zum Beispiel 2

und ihre Ergebnisse in temporäre Register zwischengespeichert. Temporäre Register werden durch direkte Rückkopplungen eines Ausgangsregisters, das als Zwischenspeicher fungiert, auf ein Eingangsregister realisiert. Vor dem Programmieren müssen Vereinbarungen bezüglich der Ein- und Ausgangsbelegungen und der temporären Register getroffen werden. Der Eingang IN 0 ist mit dem Ergebnisregister RR fest verbunden. Das Programm beginnt immer mit dem NOPO-Befehl, um die PSE in einen definierten Ausgangszustand zu setzen.

Beispiel 1

Zu realisieren sei die Funktion

$y = A\,B \vee C\,D$ (Bild 5)

Festlegung

Eingang	Ausgang
IN 0 – RR	OUT 0 – temporäres Register
IN 1 – A	OUT 1 – y
IN 2 – B	
IN 3 – C	
IN 4 – D	
IN 5	temporäres Register

Das dazugehörende Programm ist in der Tafel 2 dargestellt.

In den Beispielen 2 und 3 soll die Funktion des IEN- und des OEN-Registers angedeutet werden. Wird das IEN-Register mit log. 0 gesetzt, werden alle nachfolgenden Eingabedaten als log. 0 interpretiert. Damit erhält dieses Register zum Beispiel die Funktion eines Hauptschalters in der Relaissteuerung bzw. repräsentiert einen Nullterm in der disjunktiven Normalform. Das Nullsetzen des OEN-Registers verhindert die Ausgabe von 1 bei anliegendem Sto- oder Stoc-Befehl. Das erweist sich als günstig bei der Realisierung von Impulsfolgen, wie sie z. B. zur Thyristoransteuerung benötigt werden (s. Bild 6).

Beispiel 2

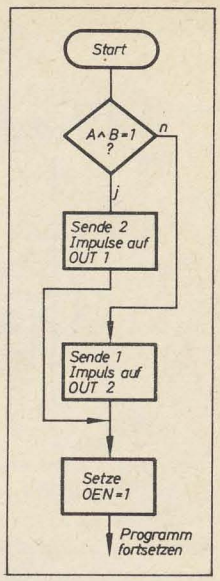
$y = E\,(AB \vee CD)$

Befehlszähler	Mnemonik
0	NOPO
1	LD E
2	IEN E
3	LD A
4	AND B
5	Sto TEMP
6	LD C
7	AND D
8	OR TEMP
9	Sto Y
10	NO PF

Tafel 2: Programm für Beispiel 1

Speicheradresse	Befehl	Adresse	Mnemonik	Symbol	Bemerkung
000	0000	xxxx	NOPO		RR ← RR
001	0001	0001	LDA	IN 1	RR ← A
002	0011	0010	ANDB	IN 2	RR ← AB
003	1000	0000	Sto TEMP	OUT 0	OUT 0 ← AB
004	0010	0011	LDC C	IN 3	R ← $\overline{C}$
005	0011	0100	AND D	IN 4	R ← $\overline{C}$D
006	0101	0000	OR TEMP	IN 5	R ← AB ∨ $\overline{C}$D
007	1001	0001	Stoc	OUT 1	OUT 1 ← R
008	1111	xxxx	NOPF		ENDE (Rücksprung auf Adresse # 000)

Bild 7: Programmablauplan zum Beispiel 3



Tafel 3: Programm für Beispiel 3

Befehlszähler	Mnemonik	Bemerkung
0	NO PO	
1	LD A	RR ← A
2	AND B	RR ← AB
3	OEN RR	OEN ← AB
4	Sto OUT 1	1. Impuls
5	Stoc OUT 1	
6	Sto OUT 1	2. Impuls
7	Stoc OUT 1	
8	LDC RR	RR ← AB
9	OEN RR	OEN ← AB
A	Sto OUT 2	Impuls
B	Stoc OUT 2	
C	ORC RR	RR ← 1
D	OEN RR	OEN ← 1
	Programm fortsetzen	

Gilt E = 0, hält das auf 0 gesetzte IEN-Register den Datenbus für die nachfolgenden Operationen auf 0. Die Ausgangsfunktion y wird Y = 0. Eine ausführliche Programmierung würde ein längeres Programm und die Blockierung eines Ausganges und Einganges als temporäres Register bewirken.

Beispiel 3

Für den Programmablaufplan (Bild 7) ergibt sich unter Einsatz des OEN-Registers ein Programm nach Tafel 3.

Literatur

[1] Gregory, V.; Dellande, B.: MC 14 500 B – Industrial Control Unit. Motorola Semiconductor Products Inc. 1977

[2] Fuchs, W.; Gienapp, A.; Kusserow, E., u. a.: Entwicklung und Aufbau eines 1-Bit-Mikrorechners. Neuerervereinbarung 2 80 Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, BfN

[3] Roland, G.: Das nichtnumerische Steuerungssystem PS 2000. Elektrie 32 (1978) H. 6, S. 293 und 294

Mehrfarben-Lichtemitterdioden

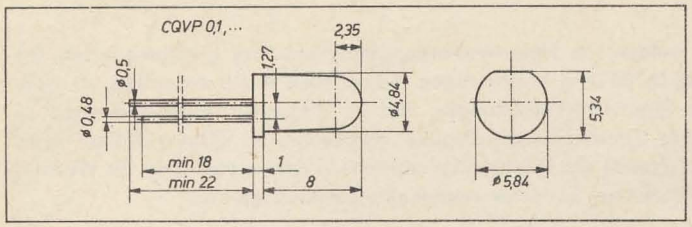


Bild 1: Gehäusebauform und Abmessungen der LED-Reihe CQVP 01

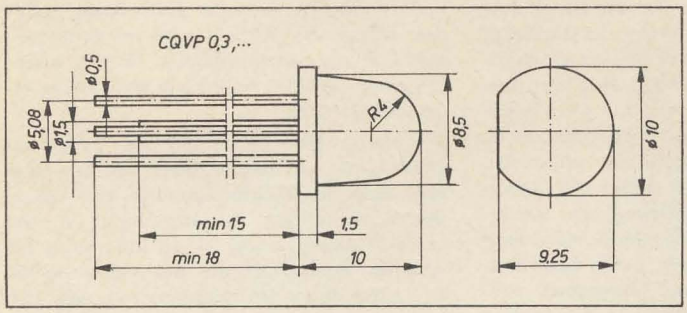


Bild 2: Gehäusebauform und Abmessungen der LED-Reihe CQVP 03

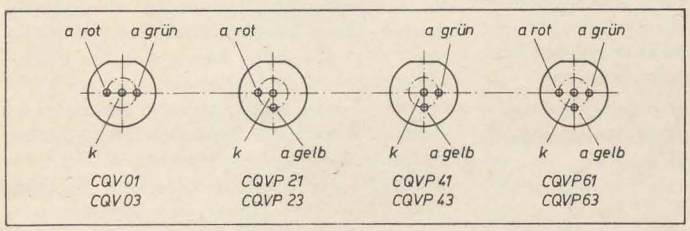


Bild 3: Anschlußbelegungen der CQVP-01- und CQVP-03-Reihe

Tafel 1: LED-Materialkombinationen

Material	GaP : N	GaAsP : N	GaAsP : N	GaAsP
Wellenlängenbereich in mm	555	590	625	655
Farbe	grün	gelb	orange	rot

Tafel 2: Elektrische und optische Parameter

	CQVP 01, 21, 41, 61 LED			CQVP 03, 23, 43, 63 LED		
	rot	gelb	grün	rot	gelb	grün
Grenzwerte						
Gesamtverlustleistung P_{tot} in mW bei $\vartheta_a = 25$ °C	70	110		100	100	
Betriebs- und Lagertemperatur ϑ_a, ϑ_{stg} in °C		—25...70			—40...70	
Durchlaßgleichstrom I_F in mA	35	35		50	50	
Spitzendurchlaßstrom I_{FRM} in A bei $t_p = 1$ µs	3[2])	3[2])		1,0[4])	1,0[4])	
Sperrgleichspannung $-U_R$ in V	5	5		5	5	
Kennwerte						
Lichtstärke $I_{v\,min}$ in mcd	1,2[1])	3,0[1])	3,0[1])	2,0[3])	5,0[3])	5,0[3])
$I_{v\,typ}$ in mcd	2,4[1])	7,0[1])	7,0[1])	5,0[3])	10,0[3])	10,0[3])
Wellenlänge λ in nm	660[1])	585[1])	565[1])	660[3])	585[3])	565[3])
Halbwertsbreite $\Delta\lambda$ der emittierten Strahlung in nm	25[1])	35[1])	35[1])	25[3])	35[3])	
Durchlaßspannung $U_{F\,typ}$ in V	1,65[1])	2,7[1])	2,7[1])	1,7[3])	2,9 (2,7)[3])	2,9[3])
$U_{F\,max}$ in V	2,0[1])	3,2[1])	3,2[1])	2,1[3])	3,5 (3,3)[3])	3,5[3])
Sperrstrom $I_{R\,typ}$ in µA bei $U_R = 3$ V	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02
$I_{R\,max}$ in µA	100	100	100	100	100	100

[1]) bei $I_F = 20$ mA; [2]) bei $I_F = 40$ mA; [3]) bei $v_t = 0{,}1\ ''_0$; [4]) bei $v_t = 0{,}3\ ''_0$
Die in Klammern gesetzten Werte gelten nur für CQVP 63.

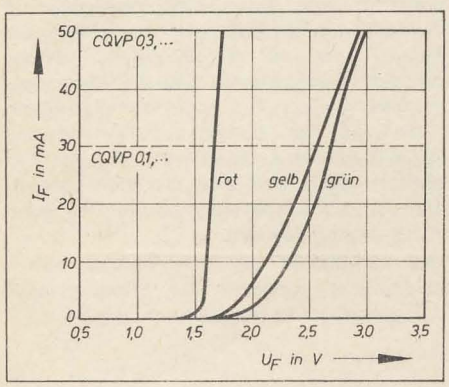


Bild 4: Durchlaßstrom I_F in Abhängigkeit von der Durchlaßspannung

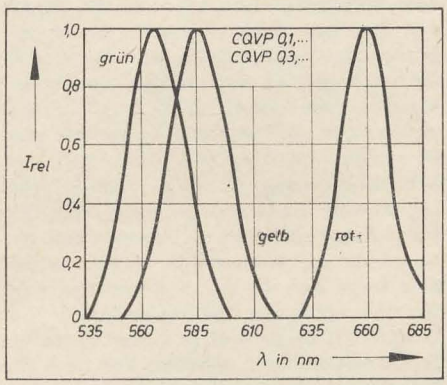


Bild 6: Relative Intensität I_{rel} in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ

Lichtemitterdioden, die nur eine Lichtfarbe, nämlich rot, grün oder gelb emittieren, sind hinreichend bekannt. Die Farbe des emittierten Lichtes ist von den gewählten Materialkombinationen für die die Strahlung aussendende Halbleiterstruktur abhängig. Die Tafel 1 gibt Auskunft über derartige Materialien. Der naheliegende Gedanke, mehrere Halbleiterchips für die jeweils erwünschten Lichtfarben in einem gemeinsamen Gehäuse unterzubringen, ist auch von der polnischen Firma POLAM, Zaklady Wytworcze Lamp Elektrycznych im. R. Luksemburg in Warszawa aufgegriffen worden.

Fortsetzung auf Seite 216

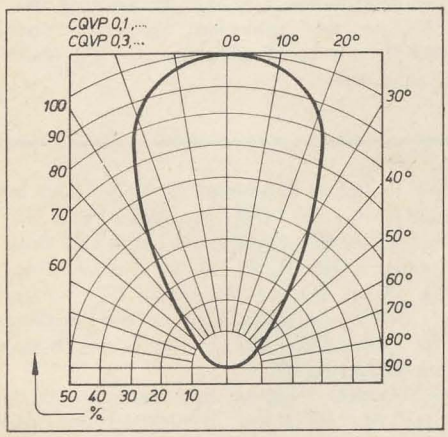


Bild 5: Relative Lichtstärke $I_{v\,rel}$ in Abhängigkeit vom Winkel φ zur Diodenachse

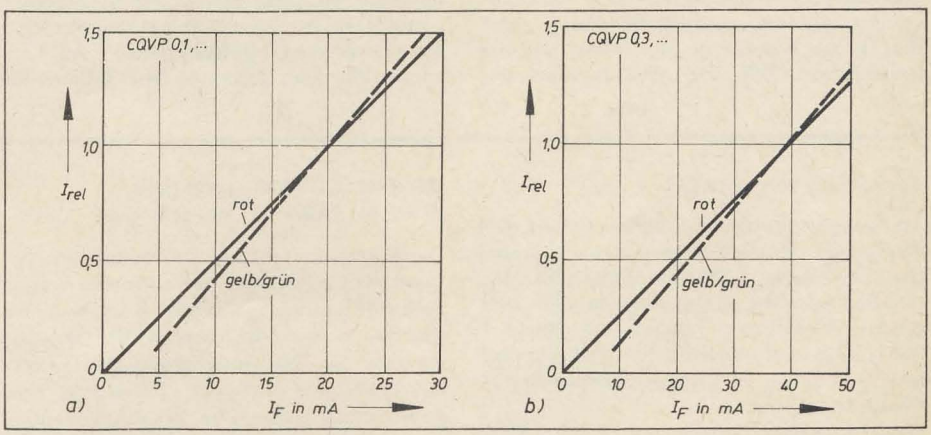


Bild 7: Relative Lichtstärke $I_{v\,rel}$ in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom I_F. a) Reihe CQVP 01; b) Reihe CQVP 03

Sonderanwendungen der IS U 706 D in Ansteuergeräten für Stromrichter

Dr.-Ing. GÜNTER GRAICHEN und
Dipl.-Ing. PETER GRASSHOFF

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

In früheren Beiträgen wurden die Hauptanwendungsmöglichkeiten der integrierten Thyristor-Ansteuerschaltung U 706 D in hochwertigen industriellen Ansteuergeräten für mehrphasige netzgelöschte Stromrichterschaltungen und in einfachen Ansteuergeräten für einphasige netzgelöschte Stromrichterschaltungen dargestellt. In diesem Artikel sollen anhand ausgewählter Beispiele die Einsatzmöglichkeiten in Ansteuergeräten für Wechselrichter und Pulssteller sowie zwei Sonderanwendungen diskutiert werden.

Ansteuergeräte für Wechselrichter

Als Ansteuergeräte für netzgelöschte Wechselrichter sind die schon beschriebenen Varianten an Ansteuergeräten für netzgelöschte Stromrichterschaltungen einsetzbar. Ansteuergeräte für selbstgelöschte Wechselrichter stimmen in ihren Anforderungen weitgehend mit denen von Ansteuergeräten für netzgelöschte Stromrichter überein; die Synchronisation erfolgt jedoch nicht vom speisenden Netz, sondern wird von einem zentralen Taktgenerator abgeleitet. Anhand einer Ansteuerschaltung für einen sechspulsigen selbstgeführten Wechselrichter in Drehstrom-Brückenschaltung mit Phasenfolgelöschung und $2\pi/3$-Einspeisung soll die vorteilhafte Verwendbarkeit der Thyristoransteuerschaltung U 706 D auch für derartige Anwendungsfälle demonstriert werden.

Das Prinzipschaltbild eines Ansteuergerätes für einen sechspulsigen selbstgeführten Wechselrichter in Drehstrombrückenschaltung mit Phasenfolgelöschung und $2\pi/3$-Einspeisung zeigt Bild 1a. Der Taktgenerator und die Bildung des Dreiphasensystems ersetzen den Funktionsblock Synchronisation in sechspulsigen Ansteuergeräten für netzgelöschte Stromrichter. Die restlichen Funktionsblöcke treten in dem Block Ansteuereinrichtung nach Bild 1a in modifizierter Form wieder auf. In den folgenden Darstellungen wird von Funktionsblöcken ausgegangen, die aus der zweckmäßigen schaltungstechnischen Realisierung entstanden sind.

Synchronisation, Filter

Die Synchronisation wird von einem zentralen Taktgenerator abgeleitet. Aus dessen Ausgangsimpulsfolge werden die von Ansteuergeräten für netzgelöschte Stromrichter bekannten, einem Dreiphasensystem äquivalenten Impulsfolgen SYR, SYS, SYT gebildet. Diese werden drei IS U 706 D zugeführt, die die zentrale Schaltung nach Bild 1b des Ansteuergerätes bilden und die Impulsfolgen SYR, SYS, SYT zu einer Impulsfolge a_S verknüpfen. Da die Synchronisation hier störungsfrei erfolgt, ist die Folge a_S ungestört, und es kann auf ein einkanaliges Filter verzichtet werden. Aus gleichem Grund sind alle Ausgänge a_{CP} parallelgeschaltet und mit H-Pegel verbunden, d. h., die Phasenüberwachung bleibt unbenutzt. Die Impulsfolge a_S wird direkt der Schaltung zur Synchronpulsbildung als Steuersignal zugeführt. Zur Synchronpulsbildung können einkanalige oder auch zweikanalige Varianten prinzipiell eingesetzt werden. Hier soll eine modifizierte einkanalige Synchronpulsbildung mit einer Ansteuer-IS U 706 D (Bild 1c) kurz beschrieben werden. Diese Schaltung hat Vor- und Nachteile und darf als Erweiterung der Anzahl der Möglichkeiten für die Realisierung der Synchronpulsbildung angesehen werden.

Die IS U 706 D wird in der Schaltung nach Bild 1c wie ein einphasiges Ansteuergerät betrieben. Die Eingänge e_{P1}, e_{P2}, e_{P3} für die Phasensignale befinden sich fest auf H-Pegel. Die Synchronisation der IS erfolgt mit der Impulsfolge a_S über zwei RC-Glieder (R_S, C_S, D_S). Befindet sich a_S auf H- oder L-Potential, werden auch die Punkte e_{S1}' und e_{S2}' dieses Potential annehmen. Erfolgt eine Umschaltung von a_S von H- nach L-Pegel, so wird infolge der Dioden dieser L-Pegel sofort an e_{S1}', jedoch erst verzögert an e_{S2}' wirksam. Es entsteht eine kurze Zeit mit $e_{S1}' = L$ und $e_{S2}' = H$. Schaltet die Folge a_S von L- nach H-Pegel um, so wird wieder infolge der Dioden dieser H-Pegel sofort an e_{S2}', jedoch erst verzögert an e_{S1}' wirksam. Es entsteht erneut eine kurze Zeit mit $e_{S1}' = L$ und $e_{S2}' = H$. Wie die Logik der Synchronisation in der U 706 D [1] zeigt, wird in dieser Phase ein Synchronisierimpuls gebildet, der auch die Kanalumschaltung im Schaltkreis bewirkt. Die Anschlüsse a_{SY} und e_Y sind verbunden und mit einem RC-Glied (R_Y', C_Y') beschaltet. Auf diese Weise wird eine Verzögerungszeit in der schon bei einphasigen Ansteuergeräten beschriebenen Art erreicht. Mit dem Erkennen von L-Potential am Eingang e_Y wird ein Zündimpuls gebildet. Dieser Zündimpuls wird im vorliegenden Fall als Synchronimpuls für die nachfolgende zentrale Schaltung des Ansteuergerätes genutzt.

Die vorgestellte Schaltung der Synchronpulsbildung mit der U 706 D hat den Vorzug, daß die Synchronimpulse auf Grund der einkanaligen Impulsbildung in der U 706 D zwangsläufig gleich lang sind. Ein weiterer Vorzug ist die beispielsweise an R_Y' einstellbare Verzögerungszeit, was sich besonders im vorliegenden Anwendungsfall und bei der Notwendigkeit automatischer Frequenznachführung bei Ansteuergeräten für netzgelöschte Stromrichter als günstig erweist. Diese Verzögerung wirkt einkanalig und ruft ebenfalls keinerlei Zündwinkeltoleranzen im mehrphasigen Ansteuergerät hervor. Gewisse Zündwinkeltoleranzen verursacht jedoch die Synchronisation infolge verfahrensbedingter Unsymmetrie und toleranzbedingter (zwei verschiedene RC-Glieder), ungleicher Dauer der Synchronisiersignale für den U 706 D in der Synchronpulsbildung. Durch gezielte Dimensionierung für sehr kurze Synchronisiersignale und/oder durch Abgleich lassen sich die Auswirkungen auf die Zündwinkeltoleranzen sehr gering halten. Da die Ausgangsimpulse nur als H-Signale zur Verfügung stehen, in der zentralen Schaltung mit U 706 D jedoch L-Signale e_{S1}, e_{S2} benötigt werden, macht sich eine Inversion notwendig, die den ansonsten niedrigen Aufwand etwas anwachsen läßt.

Das im Bild 1d gezeigte Impulsverhalten verdeutlicht nochmals die Wirkungsweise der gesamten Ansteuereinrichtung.

Verzögerer

Bei Ansteuergeräten für selbstgeführte Wechselrichter ist eine Verzögerungseinrichtung nicht erforderlich. Die Beschaltung der Anschlüsse a_{SY} und e_Y erfolgte deshalb in der zentralen Schaltung nach Bild 1b wie bei Ansteuergeräten für Drehstromschalter.

Fortsetzung von Seite 215

Im Fertigungsprogramm befinden sich zwei Bauformen in Allplastausführung, wobei die Plastkörper nicht eingefärbt sind. Die unterschiedlichen Gehäusebauformen und deren Abmessungen zeigen die Bilder 1 und 2. Die Lichtemitterdioden sind mit zwei bzw. drei Chips für folgende Farbkombinationen bestückt:

CQVP 01, CQVP 03 rot-grün
CQVP 21, CQVP 23 rot-gelb
CQVP 41, CQVP 43 grün-gelb
CQVP 61, CQVP 63 rot-gelb-grün

Die Katodenanschlüsse der Halbleiterstrukturen sind auf einem gemeinsamen Träger befestigt und als ein Anschluß nach außen geführt. Er befindet sich in der Bauelementeachse. Die Ansteuerung der einzelnen LED-Chips erfolgt über zwei bzw. drei Anodenanschlüsse. Die Anschlußbelegungen (Bild 3) sind für beide Gehäusebauformen gleich.

Die typischen Kennlinien für $I_F = f(U_F)$ im Bild 4, $I_{V\,rel} = f(\vartheta)$ im Bild 5 und $I_{rel} = f(\lambda)$ im Bild 6 gelten für beide LED-Bauformen CQVP 01, 21, 41, 61 und CQVP 03, 23, 43, 63. Die Kennlinien für $I_{V\,rel} = f(I_F)$ im Bild 7a beziehen sich auf die Bauform der Reihe CQVP 01, die des Bildes 7b auf die Reihe CQVP 03.

Der Winkel zwischen der Hauptstrahlrichtung der einzelnen Lichtfarben und der geometrischen Achse des Bauelementes beträgt typisch 10°. *W. Müller*

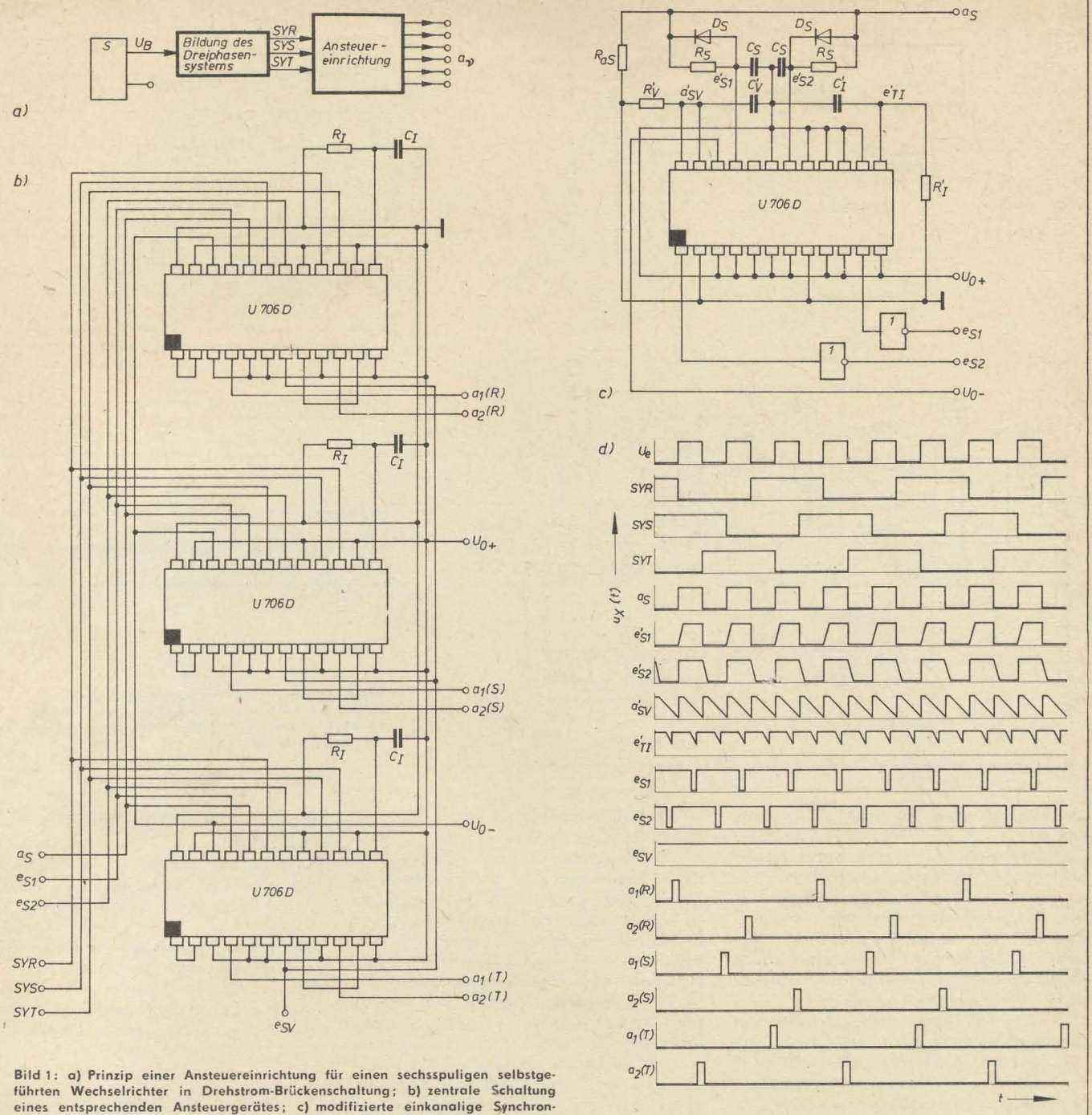


Bild 1: a) Prinzip einer Ansteuereinrichtung für einen sechsspuligen selbstgeführten Wechselrichter in Drehstrom-Brückenschaltung; b) zentrale Schaltung eines entsprechenden Ansteuergerätes; c) modifizierte einkanalige Synchronpulsbildung; d) Signalverläufe

Zündpulsbildung

Als Zündpulse werden in der bekannten Art Monoimpulse gebildet.

Zündpulsausgabe

Die Zündpulsausgabe erfolgt durch $e_{PR} = H$ ausschließlich an den Ausgängen a_1 und a_2. Sieht man die Steuerbarkeit von e_{PR} vor, kann beispielsweise wechselweise ein zweiter Stromrichter vom gleichen Steuergerät bedient werden. Die leistungselektronische Schaltung macht die Beschaltung der Nachimpulsausgänge und -eingänge gemäß

$$a_{N1} \rightarrow e_{N1}$$

$$a_{N2} \rightarrow e_{N2}$$

sinnvoll, wodurch außer den Hauptimpulsen keine weiteren Impulse ausgegeben werden. Infolge $e_S = H$ ist im Schaltbeispiel eine Steuerung nur über den Eingang e_{SV} für trägheitsbehaftete Sperre möglich.

Ansteuergeräte für Pulssteller

Pulssteller treten in vielfältiger Form auf. Nachfolgend soll anhand eines einfachen Beispiels nach Bild 2 gezeigt werden, welche Möglichkeiten der Einsatz des integrierten Thyristor-Ansteuerschaltkreises U 706 D bei derartigen Schaltungen bietet.

In der Schaltung nach Bild 2a muß nach dem Zuschalten der Spannung zuerst der Löschthyristor Th_1 gezündet werden. Nach Aufladung des Löschkondensators verlöscht Th_1 von selbst, und am Ausgang „U" der Anpaßschaltung erscheint L. Dieses Potential ist Voraussetzung für die Zündung des Hauptthyristors Th_2, mit dem der Laststrom eingeschaltet wird. In dieser Zeit bilden die Elemente Th_2, D, L, C, R einen Schwingkreis mit der Anfangsenergie $W_C(0)$ des Löschkondensators. Es beginnt ein Schwingvorgang, der im Stromnulldurchgang infolge der Diode unterbrochen wird. Die Spannung am Löschkondensator wechselt auf diese Art ihre Polarität. Erst wenn das geschehen ist, kann durch Zündung des Löschthyristos Th_1 der Laststrom abgeschaltet werden. Dabei stellt sich die Anfangsladung am Löschkondensator wieder ein, und es kann ein neuer Arbeitszyklus beginnen.

Die beschriebene Wirkungsweise hat gezeigt, daß eine Mindeststromflußdauer eingehalten werden muß, bevor der Löschthyristor gezündet werden kann. Im praktischen Betrieb bedeutet das, daß die Lastinduktivität L_L so groß sein muß, daß während dieser Mindeststromflußdauer der Grenzstrom noch nicht erreicht wird.

Bei Überschreitung des Grenzstromes steigt der Spannungsabfall am Widerstand R über einen Grenzwert an, der Ausgang „I" der Anpaßschaltung schaltet von L nach H, und der Löschthyristor wird gezündet, bevor

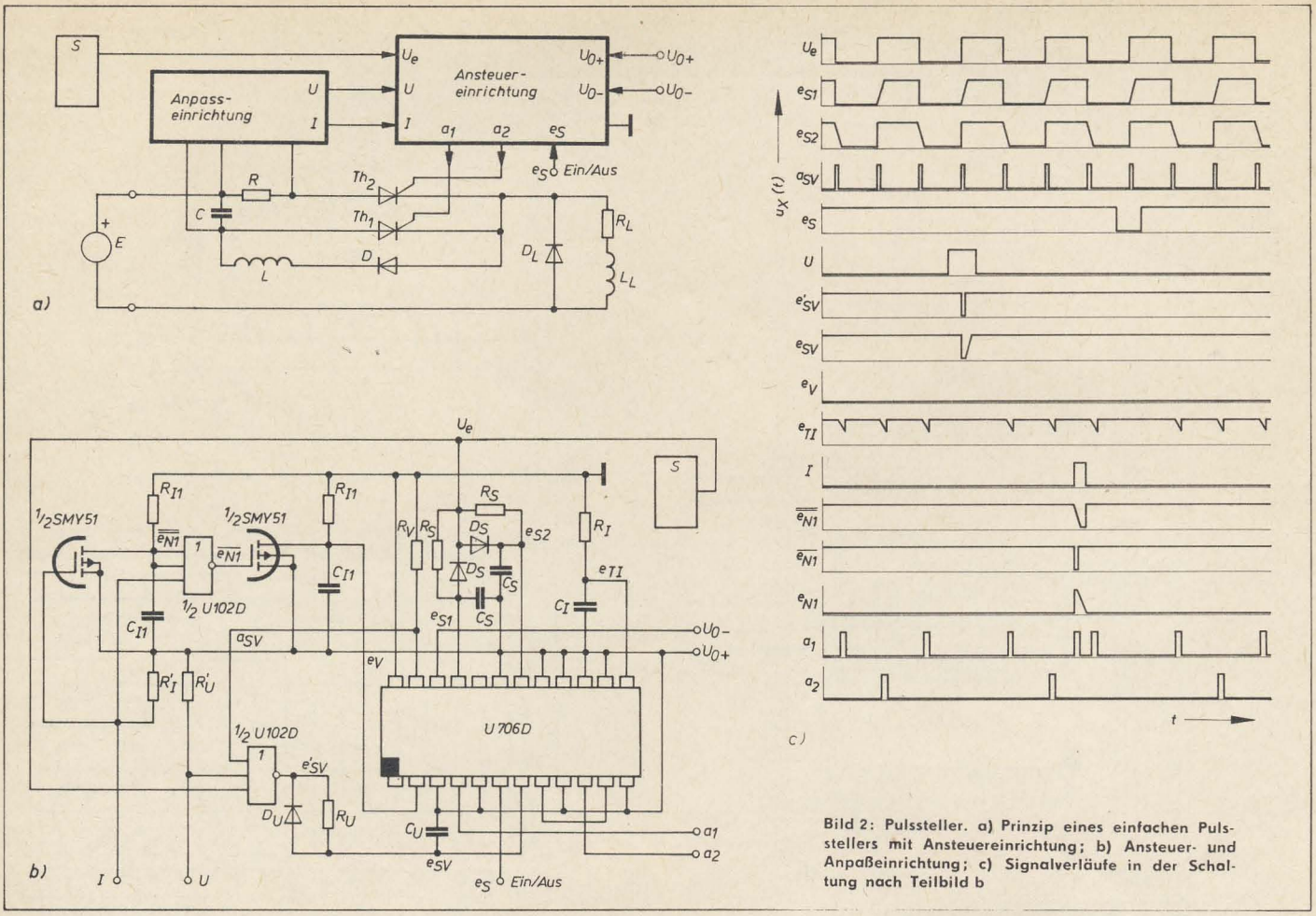


Bild 2: Pulssteller. a) Prinzip eines einfachen Pulsstellers mit Ansteuereinrichtung; b) Ansteuer- und Anpaßeinrichtung; c) Signalverläufe in der Schaltung nach Teilbild b

die vom Taktgeber vorgesehene Zündung erfolgt.

Zur Realisierung der vorgenannten Steuerbedingungen für einen einfachen Pulssteller eignet sich die Schaltung nach Bild 2b. Die Thyristoransteuerschaltung U 706 D wird wie ein modifiziertes einphasiges Ansteuergerät betrieben. Die Synchronisation ist mit der beschriebenen für ein mehrphasiges Wechselrichteransteuergerät identisch. Die dort diskutierten Nachteile des Synchronisationsprinzips treten hier nicht auf. Als Zündpulse werden Monoimpulse in der bekannten Art erzeugt und wegen $e_{PR} = H$ nur an den Ausgängen a_1 und a_2 ausgegeben. Wird die Steuerung über e_{PR} vorgesehen, ist mit der gleichen Ansteuereinrichtung wechselweise ein zweiter Pulssteller steuerbar. Die Sperre der Impulse ist mit Hilfe des Einganges e_S für trägheitslose Sperre möglich. Ein zusätzlicher Löschimpuls wird am Nachimpulseingang e_{N1} eingespeist; a_{N2} ist mit e_{N2} direkt verbunden. Der Betrieb erfolgt als Nullspannungsschalter mit $e_V = L$. Der an a_{SV} erscheinende Synchronpuls wird zur Steuerung der Spannungsüberwachung am Löschkondensator mit benutzt. Bild 2c zeigt die wichtigsten Signalverläufe.

Mit dem Einschalten des Pulsstellers befindet sich zunächst keine Spannung am Löschkondensator, d. h. „U" = H. Da kein Laststrom fließt, ist I = L, und so stellt sich $e_{N1} = L$ ein. Mit „U" = H erscheint zu Beginn der Taktphase $U_e = H$ für die Dauer des Synchronpulses $a_{SV} = H$ an e_{SV}' kurzzeitig L-Signal, das wegen der Diode $D_{I'}$ zur raschen Aufladung des Kondensators $C_{I'}$ führt. Das daraus für e_{SV} entstehende L-Potential verhindert auf Grund der speziellen Sperrsignalsteuerung in der U 706 D [1] die Auslösung eines Zündimpulses in dieser Taktphase, d. h., der Hauptthyristor Th_2 wird nicht gezündet. In der Zeit, in der $U_e = H$ ist, stellt sich infolge Entladung von $C_{I'}$ über $R_{I'}$ wieder $e_{SV} = H$ ein. Mit dem nächsten Synchronisierimpuls wird folglich die Sperre auch schaltkreisintern aufgelöst. Da in der folgenden Taktphase $U_e = L$ ist, kann es bei $a_{SV} = H$ nicht zur erneuten Auslösung der Impulssperre kommen. Es entsteht ein Impuls zur Zündung des Löschthyristors Th_1. Dadurch lädt sich der Löschkondensator auf, und es entsteht „U" = L. In der nächsten Taktphase mit $U_e = H$ wird folglich der Hauptthyristor Th_2 gezündet. Damit sind der Anlauf und der Normalbetrieb der Schaltung gesichert.

Wie bereits erwähnt, ist im normalen Betrieb „I" = L und damit $e_{N1} = L$. Kommt es zu einer Überschreitung des Grenzstromes im Lastkreis, schaltet „I" auf H um. Dies führt unmittelbar zu $\overline{e_{N1}} = L$ und damit zu $e_{N1} = H$, was zur Auslösung eines Zündimpulses für den Löschthyristor Th_1 führt (die Entladung von C_{I1} erfolgt sehr rasch). Das L-Potential an $\overline{e_{N1}}$ bleibt maximal so lange erhalten, bis am Kondensator C_{I1} wieder L erkannt wird. Diese Zeit kann sehr kurz sein, da das Signal $\overline{e_{N1}} = L$ nur als Auslösesignal benötigt wird. Der Löschimpuls wird beendet, wenn am Nachimpulseingang e_{N1} wieder L-Potential erkannt wird.

Die beschriebene Wirkungsweise hat gezeigt, daß die Thyristoransteuerschaltung U 706 D auch bei Ansteuergeräten für Pulssteller vorteilhaft eingesetzt werden kann.

Steuerung induktivitätsbehafteter Verbraucher

In vielen technischen Einrichtungen, beispielsweise der Konsumgüterelektronik, ist es notwendig, bestimmte Verbraucher (z. B. Magnetventile) gleichzeitig, kombiniert oder einzeln anzusteuern. Im Gegensatz zu bekannten Lösungen, bei denen jedem Verbraucher ein separates Stellglied mit zugehöriger Ansteuereinrichtung zugeordnet ist, zeigt die Schaltung nach Bild 3 einen neuartigen Lösungsvorschlag, der sich insbesondere durch verminderten Aufwand auszeichnet.

In der Schaltung nach Bild 3a sind als elektronische Schalter die Triac-Elemente Th_1 und Th_2 vorgesehen. In Reihe dazu sind die paarweise gegensinnig angeordneten Dioden D_{11}, D_{12}, D_{21}, D_{22} eingeschaltet. Über diese Dioden werden die ebenfalls in Reihe geschalteten induktivitätsbehafteten Verbraucher M_1 bis M_4 gespeist. Die Verbraucher M sind mit Freilaufdioden beschaltet. Die dargestellte Anordnung ist beliebig erweiterbar.

Nimmt man an, daß zu Beginn der positiven Halbwelle der Wechselspannung der Steuerelektrode G_1 ein Zündimpuls zugeführt wird, so baut sich im Verbraucher M_1 ein Erregerstrom auf; gleichzeitig ist die Diode D_{12} gesperrt. Am Ende der positiven Halbwelle kommutiert dieser Erregerstrom infolge jetzt sperrender Diode D_{11} auf die Freilaufdiode D_1, wodurch der Triac Th_1 am Ende der positiven Halbwelle stromlos wird. Dies ermöglicht die Anwendung des Nullspannungsverfahrens für die Ansteuerung der Triacs bei induktivitätsbehafteten Ver-

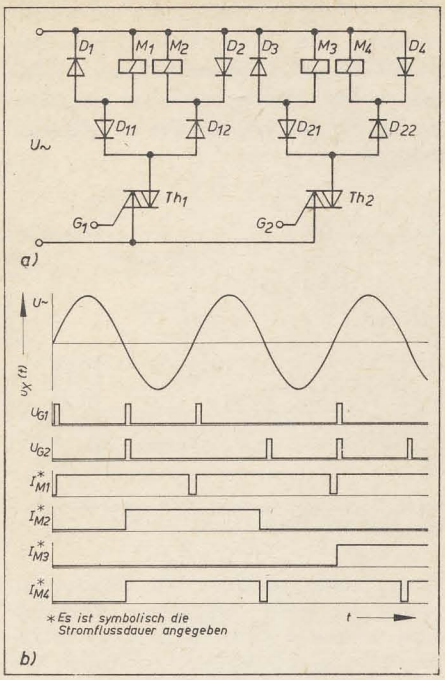


Bild 3: Steuerung von vier induktivitätsbehafteten Verbrauchern. a) Schaltung; b) Signalverläufe

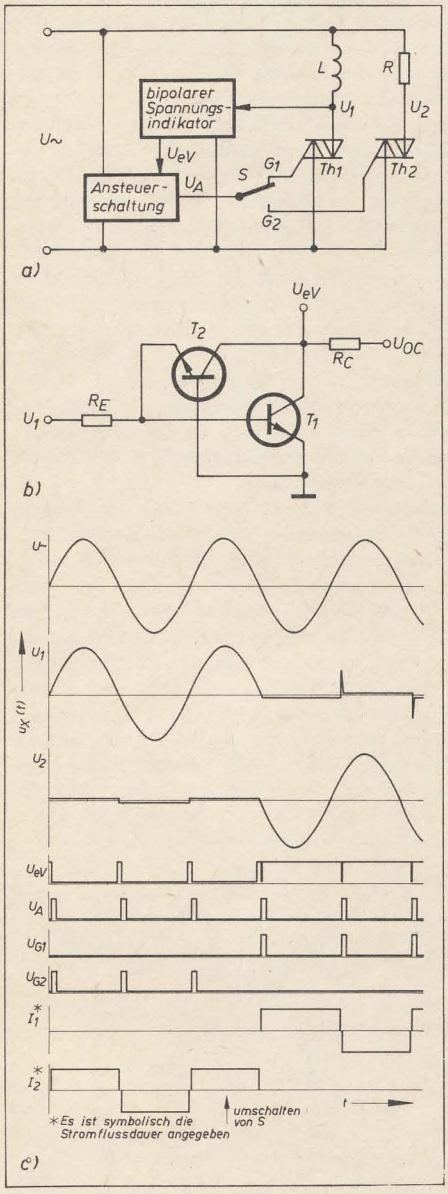


Bild 4: a) Schaltung für wechselweisen Nullspannungs-Nullstrombetrieb; b) bipolarer Spannungsindikator; c) Signalverläufe

brauchern. Je nach dem, zu Beginn welcher Halbwelle die Zündung welches Triacschalters erfolgt, sind die Verbraucher einschaltbar. Die im Bild 3b dargestellten Signalverläufe verdeutlichen die Wirkungsweise.

Zur Ansteuerung der Triacschalter Th_1 und Th_2 kann ein einphasiger Nullspannungsschalter mit der U 706 D bei direktem Netzbetrieb genutzt werden. Schaltet nan die Ausgänge $a_1||a_2$ an G_1 und $a_3||a_4$ an G_2, so kann mit Hilfe des Einganges e_{PR} zwischen den Verbrauchern M_1, M_2 bzw. M_3, M_4 umgeschaltet werden. Wird weiterhin das Synchronisiersignal e_{S1} zur Steuerung einer einfachen Logikschaltung benutzt, die auf den Eingang e_S für trägheitslose Sperre wirkt, so können wahlweise die Zündimpulse der positiven oder negativen Netzhalbwelle unterdrückt werden. Es sind folglich die nachfolgenden Steuerkombinationen möglich:

- alle Verbraucher einzeln
- M_1 und M_2 gleichzeitig
- M_3 und M_4 gleichzeitig
- M_1 und M_4 gleichzeitig
- M_2 und M_3 gleichzeitig.

Der gleichzeitige Betrieb mehrerer oder anderer Verbraucher ist nur über zusätzliche logische Mittel möglich.

Wechselweiser Nullspannungs-Nullstrombetrieb

Werden Verbraucher mit Hilfe elektronischer Schalter an das Wechselstromnetz geschaltet, so erfolgt dies bei rein ohmschen Verbrauchern nicht zuletzt aus Gründen der Reduzierung von Funkstörungen üblicherweise nach dem Nullspannungsverfahren. Induktivitätsbehaftete Verbraucher erfordern bei Steuerung des elektronischen Schalters nach dem Nullspannungsverfahren eine Verlängerung des Zündimpulses, beispielsweise in Form einer Impulsfolge, um nach dem Verlöschen, beispielsweise des Triacs, sofort erneut zünden zu können. Soll diese hohe Zündenergie nicht aufgewandt werden, ist die Auslösung des nächsten Zündimpulses über einen separaten Nullstromindikator vorzunehmen. Im Gegensatz zu bekannten aufwendigen Lösungen zeigt die Schaltung nach Bild 4a einen neuartigen Lösungsvorschlag für die wechselweise Steuerung eines ohmschen und eines induktivitätsbehafteten Verbrauchers nach dem Nullspannungs- bzw. Nullstromverfahren, der sich insbesondere durch niedrigen Aufwand auszeichnet.

Die Schaltung nach Bild 4a enthält die elektronischen Schalter Th_1 zur Steuerung des induktivitätsbehafteten Verbrauchers und Th_2 zur Steuerung des rein ohmschen Verbrauchers. Nimmt man an, daß die Ausgangsimpulse der Ansteuerschaltung an die Steuerelektrode G_2 von Th_2 gelangen, so gelangt die sinusförmige Wechselspannung über den praktisch stromlosen induktivitätsbehafteten Verbraucher an den Eingang des bipolaren Spannungsindikators (einen Vorschlag für eine schaltungsmäßige Lösung zeigt Bild 4b). Dieser gibt jeweils im Nulldurchgang der Eingangsspannung ein H-Signal ab; bei Spannung am Eingang ist je nach Polarität einer der beiden Transistoren leitend, und am Ausgang befindet sich L-Potential. Auf diese Weise kann mit dem bipolaren Spannungsindikator jeweils kurz nach dem Nulldurchgang der Netzspannung der Zündimpuls ausgelöst werden. Das bedeutet, daß der ohmsche Verbraucher nach dem Nullspannungsverfahren gesteuert wird, wodurch nur minimale Funkstörungen auftreten können. Nimmt man an, daß die Ausgangsimpulse der Ansteuerschaltung an die Steuerelektrode G_1 von Th_1 gelangen, so wird der induktivitätsbehaftete Verbraucher eingeschaltet. Der Strom eilt dabei der Spannung nach, und Th_1 wird erst nach dem Netzspannungs-Nulldurchgang stromlos. In diesem Augenblick steigt die Spannung U_1 an Th_1 an, und der bipolare Spannungsindikator bewirkt eine Zündpulsauslösung, die zum erneuten Zünden von Th_1 führt. Der induktivitätsbehaftete Verbraucher wird folglich nach dem Nullstromverfahren betrieben. Die damit gegebene Möglichkeit eines kurzen Zündimpulses zur Steuerung des induktivitätsbehafteten Verbrauchers reduziert die über die Stromversorgung bereitzustellende Zündenergie beträchtlich, was insbesondere bei Einsatz der Anordnung in der Konsumgüterelektronik von Vorteil ist. Bild 4c zeigt wichtige Signalverläufe.

Zur Ansteuerung der Triacs Th_1 und Th_2 kann ein einphasiges Ansteuergerät mit der U 706 D bei direktem Netzbetrieb genutzt werden. Schaltet man die Ausgänge $a_1||a_2$ an G_1 und $a_3||a_4$ an G_2, so kann mit Hilfe des Einganges e_{PR} die Umschaltung der Zündimpulse von G_1 nach G_2 und umgekehrt erfolgen.

Literatur

[1] Graichen, G.: Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 705 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 143–149

[2] Graichen, G.: Zeitglieder mit MOS-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 25 (1977) H. 18, S. 605–507

[3] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Steuerung von Stromrichtern. WP 78 029

[4] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Impulsformung. WP 119 927

[5] Graichen, G.; Leber, R.: Schaltungsanordnung zur Formung von Impulsen. WP 122 751

[6] Kronberg, M.: Verfahren und Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Pulsfolgen aus mehrphasigen, verzerrten, sinusoidalen Spannungen mit präziser Phasenzuordnung, insbesondere zur Synchronisation der Ansteuergeräte von netzgelöschten Stromrichtern. WP 123 038

[7] Graichen, G.; Kronberg, M.; Wigand, G.: Integrationsfreundliche steuerbare Schaltungsanordnung, insbesondere zur Erzeugung von Impulsen. WP 128 432

[8] Graichen, G.; Neumeister, U.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Zuordnung von Signalen, insbesondere für Stromrichtersteuerungen. WP 132 629

[9] Emmerling, F.; Graichen, G.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Erfassung der Phasenfolge von Signalen. WP 140 527

[10] Graichen, G.; Neumeister, U.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Erfassung des Nulldurchganges von Signalen. WP 144 639

[11] Graichen, G.; Münzner, R.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur speziellen Steuerung insbesondere induktivitätsbehafteter Verbraucher. WP 144 635

[12] Graichen, G.; Münzner, R.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung für wechselweisen Nullspannungs-Nullstrombetrieb. WP 144 636

[13] Graichen, G.: Anlaufschaltung für analog wirkende Stromrichterregelungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 51 und 54

[14] Graichen, G.: Schaltung für Signalverzögerung. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 531 und 532

[15] Graichen, G.: Impulsgeber mit MOS-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 499 und 500

Anwendung der IS K 155 ЛП 7

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit Besonderheiten der integrierten Schaltung K 155 ЛП 7 und Anwendungshinweisen. Die Applikationsbeispiele beinhalten vor allem den Betrieb des Schaltkreises in Leistungsendstufen.

Die TTL-Schaltkreisfamilie hat gegenüber allen anderen Familien die breiteste Anwendung gefunden. Ihre technischen Kennwerte begrenzen die Einsetzbarkeit aber auf elektronische Schaltungen kleiner Leistung. Als günstigste Stromsenken stehen Leistungstreiber mit einem Ausgangsstrom von $I_{OL} = 60$ mA bei $U_{OL} \leq 0{,}4$ V zur Verfügung.

Auf Grund seiner Universalität wird besonders häufig der Peripherietreiber K 155 ЛП 7 (SN 75450 B) eingesetzt. Er beinhaltet zwei Standard-NAND-Gatter mit zwei Eingängen und zwei unabhängige, an allen Elektroden zugängliche npn-Transistoren. Bild 1 zeigt den Gesamtstromlaufplan und Tafel 1 eine Kurzfassung der technischen Kennwerte dieser IS. Damit wird das Einsatzgebiet der TTL-IS auf Ströme bis 600 mA und Betriebsspannungen von 35 V erweitert. Diese Schaltkreisserie bietet einige Vorteile, z. B. die Reduzierung der Anzahl der diskreten Bauelemente, des Platzbedarfs und der Verdrahtung.

Tafel 1: Einige ausgewählte Kennwerte der IS K 155 ЛП 7 (SN 75450 B)

Parameter	Testbedingungen	
U_{CBO}	$I_C = 100\ \mu A$, $I_E = 0$	35 V
U_{CER}	$I_C = 100\ \mu A$, $R_{BE} = 500\ \Omega$	30 V
U_{EBO}	$I_E = 100\ \mu A$, $I_C = 0$	5 V
h_{FE}	$U_{CE} = 3$ V, $I_C = 300$ mA, $\vartheta_a = 25$ °C	30
U_{BE}	$I_B = 30$ mA, $I_C = 300$ mA	1,05...1,2 V
$U_{CE\,sat}$	$I_B = 30$ mA, $I_C = 300$ mA	0,5...0,7 V
U_{CS}		35 V
I_C		300 mA
P_{tot}		800 mW
ϑ_a		0...70 °C

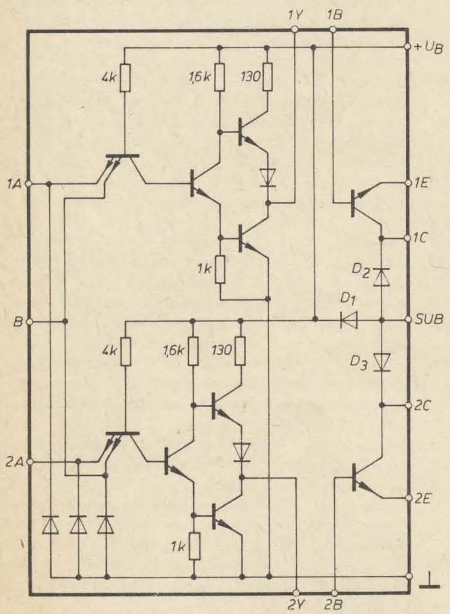


Bild 1: Stromlaufplan des Peripherietreibers K 155 ЛП 7

Einsatzeinschränkungen auf Grund des inneren Schaltkreisaufbaus

Obwohl ein universeller Einsatz der beiden Einzeltransistoren erwähnt wurde, müssen doch auf Grund der Herstellungstechnologie bipolarer Schaltkreise einige Besonderheiten beachtet werden, die die IS vor einer möglichen Zerstörung schützen sollen. Diese Besonderheiten ergeben sich aus der Trennung einzelner Bauelemente voneinander durch zum gemeinsamen Substrat ausgebildete pn-Übergänge, die immer in Sperrichtung betrieben werden müssen [2]. Zur näheren Erklärung zeigt dazu Bild 2 einen Querschnitt durch Teile eines Schaltkreises. Die Isolierdioden ergeben sich zwischen dem p-dotierten Substratmaterial und den n-dotierten Kanälen. Die Isolation ist nur wirksam, wenn am Substrat die negativste Versorgungsspannung angeschlossen wird. Bei einer Versorgungsspannung von +5 V reicht es aus, den Substratanschluß Pin 8 mit dem Massepotential Pin 7 zu verbinden. Soll ein Einzeltransistor aus der IS mit einer negativeren Spannung als Massepotential betrieben werden, so muß der Substratanschluß mindestens an dieselbe negative Spannung angeschlossen werden, was durch den getrennten Substratanschluß leicht ermöglicht wird. Die zulässige Sperrspannung an dieser Isolierdiode D_2 bzw. D_3 (Kollektorsubstrat) beträgt $U_{CS} = 35$ V. Ähnlich verhält es sich mit den integrierten Widerständen. Sie werden durch p-dotierte Bahnen in einem n-dotierten Kanal gebildet, wobei mehrere Widerstände in dem gleichen Kanal untergebracht sind. Zur Isolation wird der Kanal mit der positivsten Spannung, in diesem Fall mit dem U_B-Abschluß, verbunden, d. h., die entstandenen pn-Übergänge sind immer gesperrt und alle Widerstände voneinander isoliert. Zusätzliche Maßnahmen sind nicht erforderlich, da immer davon ausgegangen werden kann, daß innerhalb einer IS das Potential am Widerstand nie positiver werden kann als am U_B-Anschluß.

Wird die integrierte Schaltung mit einer Versorgungsspannung von +5 V betrieben, so ist aber zu beachten, daß der Substratanschluß nicht negativer als $U_B - U_{CS} = -30$ V wird. Weiterhin darf in diesem Fall die Kollektorspannung des Einzeltransistors nicht um mehr als 35 V positiver als das Substrat sein, auch dann nicht, wenn die maximale Kollektor-Emitter-Sperrspannung noch nicht erreicht ist. Diese Forderung senkt bei hohen negativen Substratspannungen die zulässige positive Versorgungsspannung am Kollektor des Einzeltransistors wesentlich ab.

Weitere Beschränkungen für die Auslegung des Kollektorwiderstandes ergeben sich auf Grund des Durchbruchverhaltens der Transistoren. Zu beachten ist der sogenannte Latch-up-Effekt (engl.: to latch = einrasten), der im Extremfall zur Zerstörung des Schaltkreises durch thermische Überlastung beitragen kann. Wie Bild 3 zeigt, besteht für einen bestimmten Kollektorstrom (in diesem Fall $I_{C\,max}$) ein fester Zusammenhang zwischen dem minimalen Kollektorwiderstand und der Versorgungsspannung. Liegt die Versorgungsspannung in der Nähe der Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung, so kann es passieren, daß die Widerstandsgerade die Durchbruchkennlinie schneidet. Für U_{B1} und R_1 ist das beim Abschalten des Transistors im Punkt A der Kennlinie der Fall. Dieser Latch-up-Effekt stellt einen zusätzlichen stabilen Arbeitspunkt dar, der bewirkt, daß im Transistor ein Kollektorstrom fließt, obwohl der Basisstrom abgeschaltet ist. Die auftretende hohe Verlustleistung übersteigt den zugelassenen Wert für das IS-Gehäuse in kürzester Zeit, und der Transistor wird thermisch überlastet. Beim Betrieb mit einer etwas niedrigeren Versorgungsspannung U_{B2} und dem Kollektorwiderstand R_2, der den gleichen Kollektorstrom erlaubt, tritt dieser Effekt nicht auf, da die Widerstandsgerade mit Sicherheit unterhalb der Durchbruchskennlinie liegt.

Es ist leicht einzusehen, daß die Angabe des Grenzwertes der Kollektor-Emitter-Durchbruchsprannung im Datenblatt allein keinen Latch-up-freien Betrieb garantieren kann. Die Angabe des Wertes für U_{CEL} würde dieses zwar garantieren, aber er liegt weit unterhalb des ebenfalls noch möglichen Wertes U_{B2}. Um den Spannungsbereich zwischen U_{CEL} und $U_{CE\,max}$ besser ausschöpfen zu können, gibt der IS-Hersteller noch eine obere Spannungsgrenze an, für die er einen Latch-up-

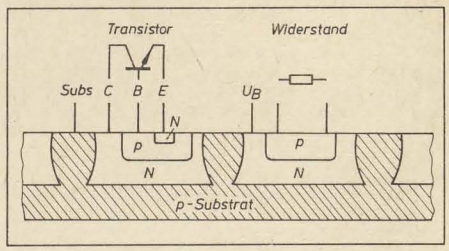


Bild 2: Querschnitt durch die IS-Bauelemente Transistor und Widerstand

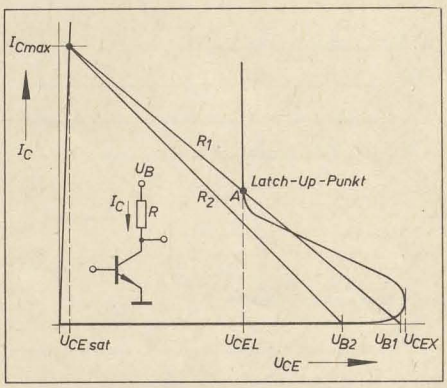


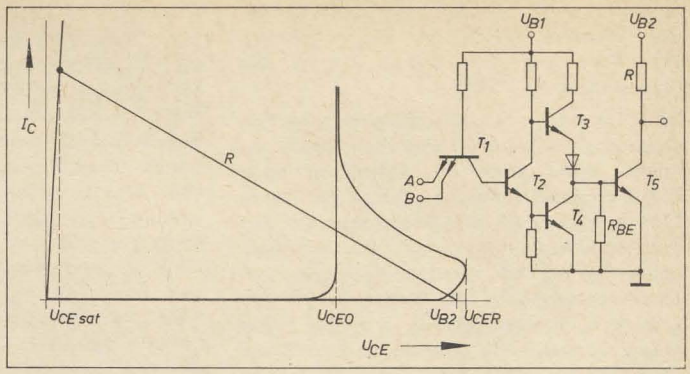
Bild 3: Kennlinie eines Transistors im Durchbruchbereich und Latch-up-Effekt

freien Betrieb garantiert. Diese Spannungsgrenze wird in einer speziellen Meßschaltung ermittelt, sie beträgt für die IS K 155 ЛП 7 $U_B = 20$ V.

Die Möglichkeit, das NAND-Gatter und den Einzeltransistor an unterschiedlichen Netzteilen betreiben zu können, birgt eine weitere Gefahr in sich, die bei der Schaltungsdimensionierung berücksichtigt werden muß. Vom Transistorverhalten ist allgemein bekannt, daß die zulässige Kollektor-Emitter-Sperrspannung von der Beschaltung des Basiskreises abhängt. Somit hat es der Schaltungsentwerfer in der Hand, über eine Zusatzbeschaltung an der Basis die zulässige Versorgungsspannung zu höheren Werten auszuweiten. Für die IS K 155 ЛП 7 beträgt $U_{CER} = 30$ V für $R_{BE} = 500\ \Omega$.

Bei der Zusammenschaltung des Einzeltransistors mit dem NAND-Gatter im Bild 4 (ohne R_{BE}) hängt die Basisbeschaltung stark vom Schaltzustand des NAND-Gatters ab. Bei gesperrtem Einzeltransistor T_5 (A = B = H) liegt parallel zu seiner Basis-Emitterstrecke die niederohmige Kollektor-Emitterstrecke des gesättigten Ausgangstransistors T_4. In diesem Fall gilt für den Einzeltransistor die Durchbruchspannung U_{CER}. Fällt in diesem Schaltzustand die erste Versorgungsspannung $U_{B1} = 5$ V aus, so ist ohne R_{BE} der Basis des Einzeltransistors ein wesentlich höherer Widerstand parallelgeschaltet. Nun ist die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung gleich U_{CEO} und damit wesentlich niedriger als ursprünglich für die Festlegung von R und U_{B2} angenommen. Werden R und U_{B2} beibehalten, kann es zu einem Durchbruch der Kollektor-Emitterstrecke kommen. Der sich einstellende Kollektorstrom ergibt sich aus dem Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der Durchbruchskennlinie für eine offene Basis. Die hohen Beträge von Kollektorstrom und -spannung führen zur thermischen Überlastung des Transistors, d. h., er ist in kurzer Zeit zerstört. Wird bei einem hohen Kollektorstrom auch eine hohe Versorgungsspannung benötigt, sollte in der Schaltung nach Bild 4 vorbeugend immer ein Basis-Emitterwiderstand vorgesehen werden. Bei der IS K 155 ЛП 7 muß er extern zugeschaltet werden. In neueren Interfaceschaltkreisen ist dieser Widerstand schon intern enthalten.

Bild 4: Einfluß des Basis-Emitterwiderstandes auf das Durchbruchverhalten eines Transistors



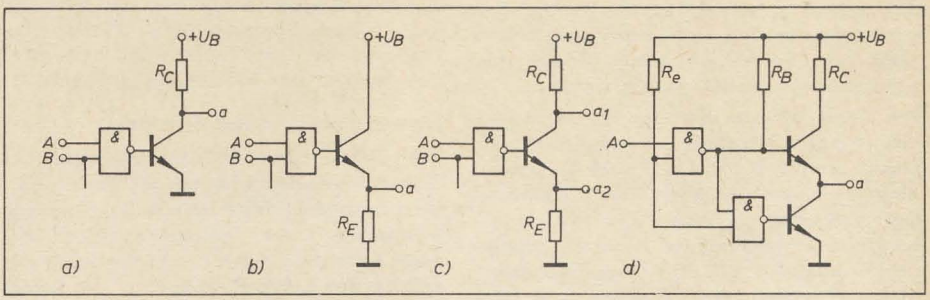


Bild 5: Vier Möglichkeiten der Signalauskopplung am Peripherietreiber

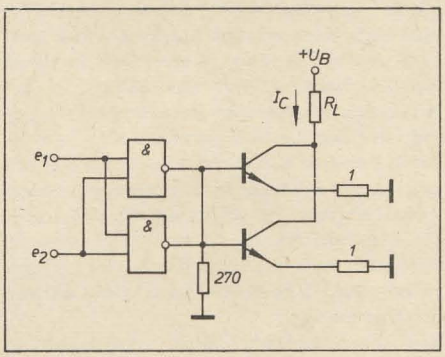


Bild 6: Leistungstreiber für 600 mA

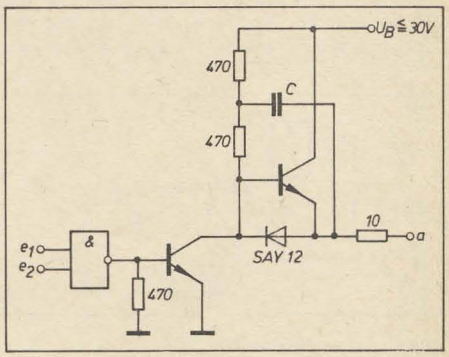


Bild 7: Leistungstreiber für hohe kapazitive Lasten

Schaltzeiten

Die Schaltzeiten der Gatter und der Einzeltransistoren in der Tafel 2 lassen erkennen, daß diese integrierte Schaltung in die Geschwindigkeitsklasse der Standard-TTL einzuordnen ist. Die Schaltfrequenzgrenze liegt bei 15 MHz. Damit ist diese IS sowohl in digitalen als auch in analogen Schaltungen bis zu dieser Frequenz einsetzbar. Positiv zu vermerken ist, daß der Hersteller die Schaltzeiten getrennt für die Gatter, die Transistoren und die Zusammenschaltung beider angibt. Damit stehen viele Kennwerte zur Verfügung, die eine Abschätzung der Brauchbarkeit der IS wesentlich erleichtern. In den meisten stromstarken Schaltungen spielen die Schaltzeiten aber eine untergeordnete Rolle.

Applikationsbeispiele

Die Vorzüge des Peripherietreibers kommen besonders bei leistungsstarken Schaltungen zur Wirkung. Im folgenden sollen deshalb nur Leistungstreiber vorgestellt werden.

Die Art des Anschlusses des Lastzweipols an den Peripherietreiber und seine Zusammensetzung (kapazitiv, induktiv, ohmisch) sind relativ unkritisch. Bild 5 zeigt vier grundsätzliche Lösungen der Zusammenschaltung der NAND-Gatter mit den Einzeltransistoren und der Ankopplung des Lastzweipols. Welche Lösung zweckmäßig ist, hängt vom konkreten Anwendungsfall ab. Bei der Ansteuerung von induktiven Lasten (Relais, Zugmagnet) muß in jedem Fall parallel zur Last eine Begrenzerdiode geschaltet werden. Reicht der Kollektorstrom von 300 mA nicht aus, so ist es möglich, beide Einzeltransistoren parallel zu betreiben (Bild 6). Zum Ausgleich der Kennlinienunterschiede und damit zur Verhinderung der Stromübernahme des Gesamtstromes durch einen Transistor sind im Emitter Gegenkopplungswiderstände eingefügt. Mit dieser Schaltung können maximal 600 mA Kollektorstrom bereitgestellt werden.

Besteht der Lastzweipol überwiegend aus einem kapazitiven Anteil, so haben sich Treiber mit einem aktiven Kollektorwiderstand bewährt. Bild 7 zeigt eine solche Treiberschaltung für MOS-Schaltkreise, die sowohl für eine schnelle Aufladung als auch Entladung der Lastkapazität sorgt. Der 10-Ω-Widerstand in der Ausgangsleitung ist für die Begrenzung der Stromspitzen zu Beginn der Umschaltvorgänge vorgesehen. Der Kondensator C dient der „Aufstockung" der Spannung am Basiseinspeisewiderstand, damit bei steigender Ausgangsspannung der Basisstrom des oberen Transistors nicht geringer wird. Diese Maßnahme unterstützt die rasche Aufladung der Lastkapazität. Die zulässige Lastkapazität richtet sich nach der Verlust-

Tafel 2: Dynamische Kennwerte der IS K 155 ЛП 7 (SN 75 450 B)

NAND-Gatter, $\vartheta_a = 25$ °C, $U_B = 5$ V

Parameter	Testbedingungen	typisch	maximal
t_{DLH} in ns	$R_L = 400\ \Omega$;	12	22
t_{DHL} in ns	$C_L = 15$ pF	8	15
Einzeltransistor, $\vartheta_a = 25$ °C; $U_B = 5$ V			
t_d in ns	$I_C = 200$ mA;	8	15
t_r in ns	$I_{B1} = 20$ mA; $I_{B2} = -40$ mA;	12	20
t_s in ns	$U_{BE\,off} = -1$ V;	7	15
t_f in ns	$R_L = 50\ \Omega$; $C_L = 15$ pF	6	15
Zusammenschaltung NAND-Gatter mit Einzeltransistor			
t_{DLH} in ns	$I_C = 200$ mA;	20	30
t_{DHL} in ns	$C_L = 15$ pF;	20	30
t_r in ns	$R_L = 50\ \Omega$	7	12
t_f in ns		9	15

leistung der IS, der Betriebsspannung und der Schalthäufigkeit. Für $P_{tot} = 800$ mW, $U_B = 20$ V und $C_L = 500$ pF beträgt die Frequenzgrenze 3 MHz.

Wird für bestimmte Lastzweipole eine Ansteuerung mit einem konstanten Strom benötigt, dann kann die Schaltung nach Bild 8 eingesetzt werden. Durch die aktive Quellschaltung ist der Ausgangsstrom wesentlich unabhängiger von der Betriebsspannung als bei passiven Lösungen mit einem Widerstand. Der Konstantstrom ergibt sich näherungsweise aus der Gleichung $I_0 = U_{BE}/R_E$. Bei Ausgangsströmen über 100 mA reicht auf Grund der hohen Basisspannung von $2\,U_{BE} \approx 1{,}4$ V die Basisstromeinspeisung aus einem Gatter nicht mehr aus. Es müssen beide Gatter des Schaltkreises parallel genutzt werden.

Der hohe Kollektorstrom je Transistor und die geringen Schaltzeiten ermöglichen den Einsatz der IS К 155 ЛП 7 auch in Datenübertragungsanordnungen mit mehreren Datenstationen an einer Übertragungsleitung. Zum Erreichen der höchsten Schaltgeschwindigkeit muß die Übertragungsleitung an beiden Enden wellenwiderstandsgerecht abgeschlossen werden. Bei den üblichen Leitungsimpedanzen von 50 bis 100 Ω und TTL-Verbraucher-IS müssen die Leitungstreiber in der Lage sein, einen Strom von 40...100 mA und darüber zu liefern. Setzt man einen verfügbaren Strom von 300 mA an, dann sind nach dieser Art Leitungsimpedanzen bis herab zu $Z_0 = 16\ \Omega$ einsetzbar. Bild 9 zeigt eine solche Übertragungsanordnung mit drei Datenstationen (zwei Sender, ein Empfänger), die über eine 16 m lange unsymmetrische HF-Leitung miteinander gekoppelt sind. Als Leitungsempfänger kann jeder TTL-Schaltkreis eingesetzt werden, da die Forderungen an den L- und H-Pegel ohne Schwierigkeiten erfüllbar sind. Einer der beiden Signaleingänge kann zur Sperrung des jeweiligen inaktiven Treibers genutzt werden. Die Schaltzeiten um 100 ns mit 16-m-Leitung lassen Datenraten bis 5 MHz ohne Probleme zu. Der Störabstand entspricht den Normen der TTL-Schaltkreistechnik.

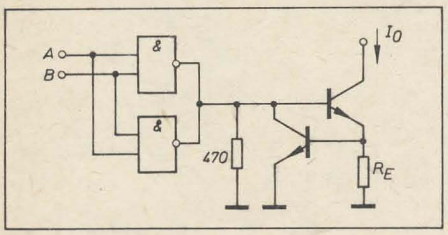


Bild 8: Konstantstromquelle

Hinweise zum Leiterplattenentwurf

Die hohen Stromänderungsfaktoren der Einzeltransistoren von 300 mA/10 ns erfordern besondere Maßnahmen bei ihrer gemeinsamen Unterbringung mit TTL-IS auf einer Leiterplatte. Um die Rückwirkung der schaltenden Leistungsstufen auf die Logik-IS gering zu halten, sollten die Stromversorgungs- und Masseleiter auf der Leiterplatte getrennt nach Leistungsbereichen vom Einspeisepunkt am Steckverbinder trassiert und mit eigenen Siebmitteln versehen werden. Letztere sind unmittelbar in der Nähe des schaltenden Bauelementes anzuordnen. Die Leiterzugbreite sollte mindestens 3 mm sein. Da die Länge der Leitungen in die erzeugte Störspannung proportional eingeht, ist grundsätzlich auf kürzeste Leitungsführung zu achten. Das wirkt sich auch vorteilhaft auf die Leiterzüge zwischen den Siebmitteln und den aktiven Schaltungen aus.

Wie eine einfache Überschlagsrechnung zeigt, ist jeder Siebkondensator nahezu wirkungslos, wenn er nicht induktionsarm an die schaltenden Treiber angeschlossen wird. Bei einer Zweiebenenleiterplatte beträgt die Induktivität der Leiterzüge ungefähr 10 nH/cm. Beträgt die Leiterzuglänge zwischen dem Siebkondensator und dem Kollektorwiderstand und der dazugehörigen Masse in der Summe 5 cm, dann ergibt sich mit dem eingangs genannten Stromänderungsfaktor bereits eine Störspannung von 1 500 mV. Da diese Störspannung nur im Umschaltzeitpunkt auftritt, kann sie durch zusätzliche Maßnahmen in ihrer Wirkung gemindert werden. Eine einfache, aber wirksame Lösung besteht in der Anbringung von sogenannten Millerkondensatoren zwischen Basis und Kollektor mit C = 1 bis 10 nF, die die Schaltzeiten der Transistoren vergrößern und damit den Stromänderungsfaktor herabsetzen.

Im Bild 10 wurden zur gegenseitigen Entkopplung von stromarmen und -starken Baustufen getrennte Leiterplatten vorgesehen. Die Zusammenführung beider Netzteile kann außerhalb der Leiterplatten sternförmig erfolgen. Der Leiterquerschnitt richtet sich nach dem statisch zugelassenen Spannungsabfall zwischen den einzelnen Verbrauchern. Vorteilhaft wirkt sich weiterhin aus, daß selbst die stromstarken Baugruppen auf einer Leiterplatte sternförmig vom Netzteil versorgt werden.

Literatur

[1] Kühn, E.; Schmied, H.: Handbuch Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1978

[2] Khambata, A. J.: Einführung in die Mikroelektronik. Berlin: VEB Verlag Technik 1966

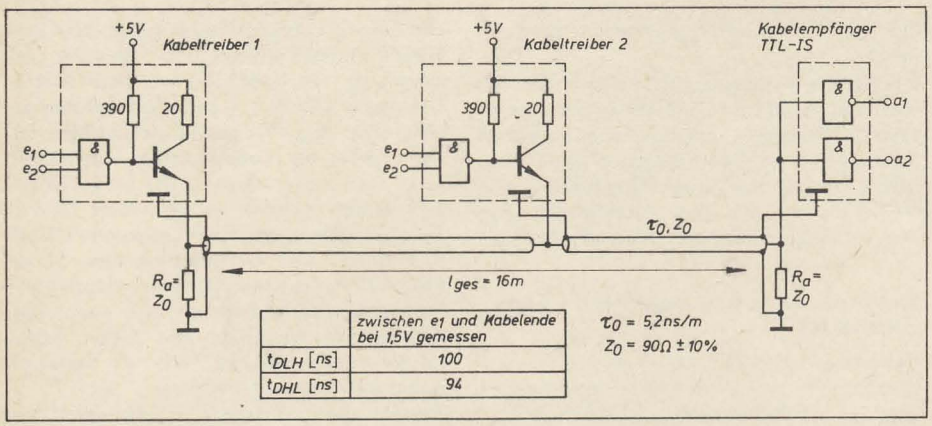


Bild 9: Signalübertragung mit einer unsymmetrischen HF-Leitung

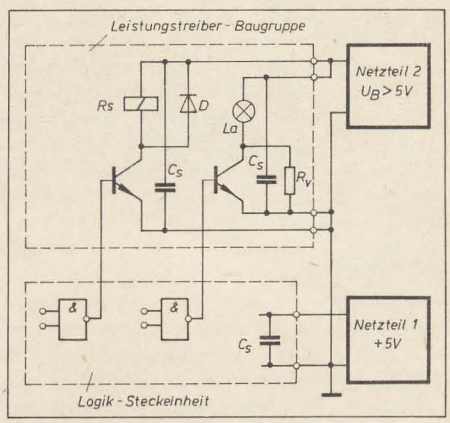


Bild 10: Spannungsversorgung, getrennt nach Leistungsbereichen

Frequenzverhalten des logarithmischen Strom-Spannungswandlers mit Transistorrückführung

CLAUS KÜHNEL

Ausgehend von einer Analyse der dynamischen Eigenschaften des logarithmischen Wandlers wird sein Frequenzverhalten quantitativ beschrieben.

Zur Messung von Strömen in einem großen Dynamikbereich werden vorteilhaft logarithmische Strom-Spannungswandler eingesetzt. Das logarithmische Übertragungsverhalten wird dabei von dem in die Rückführung geschalteten Transistor bestimmt. Bei der Verwendung von Planartransistoren wird die logarithmische Übertragungskennlinie über mehrere Dekaden der Stromänderung mit Fehlern $< 1\,\%$ garantiert. In [1] und [2] wurde der logarithmische Strom-Spannungswandler hinsichtlich seiner statischen Eigenschaften untersucht. Mit Hilfe der in [3] dargelegten qualitativen Betrachtungen zur Stabilität bei logarithmischen Verstärkern kann in geringem Umfang bereits auf das zu erwartende Frequenzverhalten geschlossen werden.

Die der Analyse zugrunde liegende Schaltungsstruktur des logarithmischen Strom-Spannungswandlers ist im Bild 1 dargelegt. Aus Gründen der Genauigkeit der statischen Kennlinie des Wandlers wurde mit einem Transistor in der Rückführung gearbeitet. Für den praktischen Anwendungsfall charakteristisch ist eine durch einen Meßgrößenwandler gebildete Signalquelle, die durch einen sehr hohen, aber endlichen Innenwiderstand und eine nicht zu vernachlässigende Eigenkapazität beschrieben werden kann.

Die Verstärker-Eingangskapazität und ggf. vorhandene Leitungskapazitäten sollen durch diese Kapazität gleichfalls erfaßt werden. Für den Fall der Kleinsignalaussteuerung erhält man den wirksam werdenden Rückführungswiderstand durch eine Taylor-Entwicklung der Kennlinie im Arbeitspunkt. Für die Ausgangsspannung $|U_A| \geq 4\,U_T$ gilt dann, ausgehend von der Kennliniengleichung des Bipolartransistors

$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_C}{I_S} \qquad (1)$$

für den Rückführungswiderstand die Beziehung

$$r_N = \frac{U_T}{I_C} \qquad (2)$$

U_T = Temperaturspannung ($U_T = kT/e$)
I_S = Sättigungsstrom

In der Kapazität C_N sollen alle in der Rückführung wirksam werdenden Kapazitäten berücksichtigt werden. Die wertmäßig größte wird dabei die für große Signalpegel notwendige Kompensationskapazität sein. Zusätzlich wirken die Transistor-, Anschluß- und Leitungskapazitäten. Bild 2 zeigt die der Schaltungsstruktur (Bild 1) entsprechende Kleinsignalersatzschaltung. Wird neben einem komplexen Ansatz von Rückführungs- und Quellwiderstand der komplexe Verstärkerfrequenzgang berücksichtigt, ergibt sich das folgende Übertragungsverhalten des Wandlers im Frequenzbereich:

$$-\frac{U_A(p)}{I_E(p)} = \frac{r_N}{1 + \frac{1}{v_0}\left(1 + \frac{r_N}{R_0}\right) + p\left\{\tau_N + \frac{1}{v_0}\left[\tau_N + r_N C_0 + \tau\left(1 + \frac{r_N}{R_0}\right)\right]\right\} + p^2 \frac{\tau}{v_0}(\tau_N + r_N c_0)} \qquad (3)$$

Gl. (3) stellt entsprechend der Funktion der Schaltung eine Widerstands-Übertragungsfunktion dar. Gleichwertig, jedoch häufig angewandt ist die Darstellung als komplexer Verstärkungsfaktor, der auf einfache Weise aus Gl. (3) abgeleitet werden kann:

$$-v'^{L} = \frac{\frac{r_N}{R_0}}{1 + \frac{1}{v_0}\left(1 + \frac{r_N}{r_0}\right) + p\left\{\tau_N + \frac{1}{v_0}\left[\tau_N + r_N C_0 + \tau\left(1 + \frac{r_N}{R_0}\right)\right]\right\} + p^2 \frac{\tau}{v_0}(\tau_N + r_N C_0)} \qquad (4)$$

Sowohl aus Gl. (3) als auch aus Gl. (4) kann der Spezialfall für einen idealen Operationsverstärker mit unendlicher Verstärkung abgelesen werden. Es ergeben sich die bekannten Beziehungen

$$-\frac{U_A(p)}{I_E(p)}\bigg|_{v_0 \to \infty} = \frac{r_N}{1 + p\tau_N} \qquad (5)$$

$$-v'^{L}|_{v_0 \to \infty} = \frac{\frac{r_N}{R_0}}{1 + p\tau_N} \qquad (6)$$

Im Ergebnis der quantitativen Auswertung wird ersichtlich, in welchem Maße von den vereinfachten Beschreibungsformen des Frequenzverhaltens bei Verwendung eines realen Operationsverstärkers Gebrauch gemacht werden kann.

Bevor die Auswertung des in Gl. (4) gegebenen Zusammenhanges erfolgt, sollen kurz Schaltung und Eigenschaften des zur Untersuchung vorausgesetzten Operationsverstärkers angegeben werden. Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung des Operationsverstärkers, dessen Eingangsstufe durch einen FET-Differenzverstärker gebildet wird, um hinreichend kleine Eingangsströme zu garantieren. Der Frequenzgang der offenen Schleifenverstärkung dieses Operationsverstärkers ist im Bild 4 dargestellt. Von den in Gl. (4) zu berücksichtigenden Parametern ist daraus $v_0 = 54$ dB und $\tau = 0{,}62$ ms zu entnehmen. Die restlichen Parameter werden durch die äußere Schaltung bestimmt.

Das Frequenzverhalten des logarithmischen Wandlers wird nun durch Auswertung des in Gl. (4) gegebenen Zusammenhanges bestimmt. Um eine freie Variation der einzelnen Parameter zu ermöglichen, wurde ein entsprechendes Rechenprogramm aufgestellt, das gleichzeitig die Betragsbildung des in Gl. (4) komplex dargestellten Frequenzganges berücksichtigt. In den Bildern 5 bis 8 sind die Ergebnisse der Analyse des Frequenzverhaltens dargestellt. Entsprechend Gl. (2) wird der Rückführungswiderstand der gleichen Änderung wie der entsprechende Eingangsgleichstrom unterliegen. Da durch diesen Widerstand unmittelbar auch die Spannungsverstärkung der Stufe bestimmt wird, ergeben sich gleichfalls Auswirkungen auf die zu erwartende Grenzfrequenz des Wandlers. Bild 5 verdeutlicht diesen Zusammenhang für einen Eingangsstrombereich von $I_E = 1$ pA...10 nA. Mit abnehmendem Eingangspegel wird gleichfalls die Grenzfrequenz reduziert.

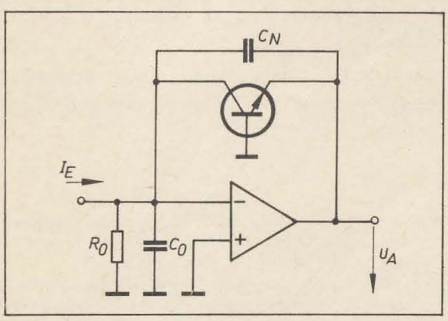


Bild 1: Logarithmischer Strom-Spannungswandler

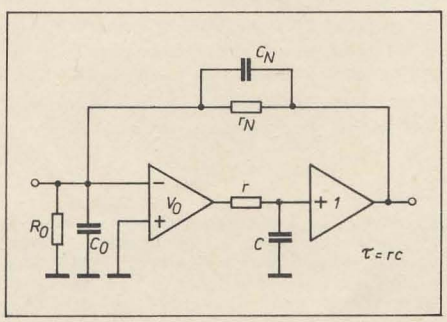


Bild 2: Ersatzschaltung zur Kleinsignalanalyse

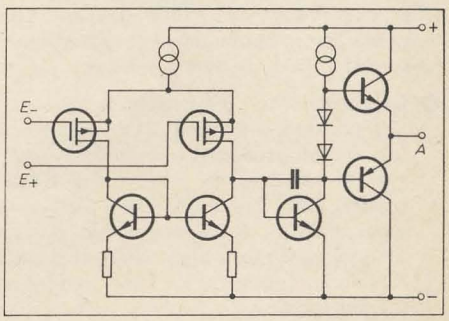


Bild 3: Prinzipschaltung des verwendeten Operationsverstärkers

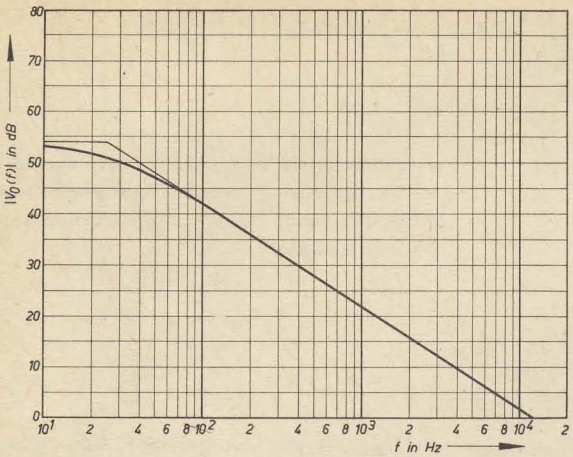


Bild 4: Frequenzgang der offenen Schleifenverstärkung des Operationsverstärkers nach Bild 3

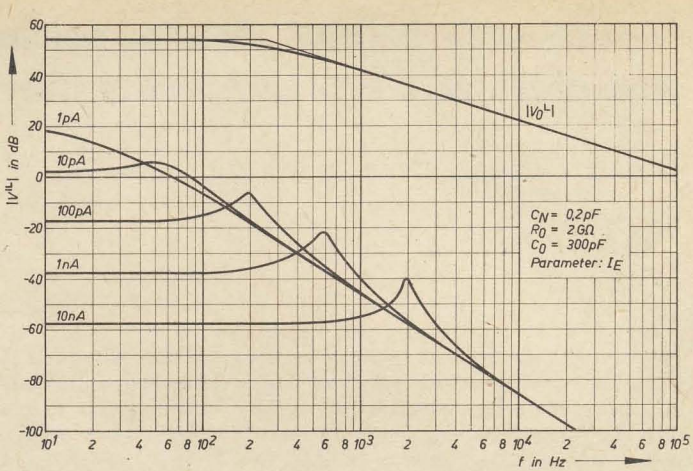


Bild 5: Übertragungsverhalten des logarithmischen Wandlers in Abhängigkeit vom Eingangsstrom

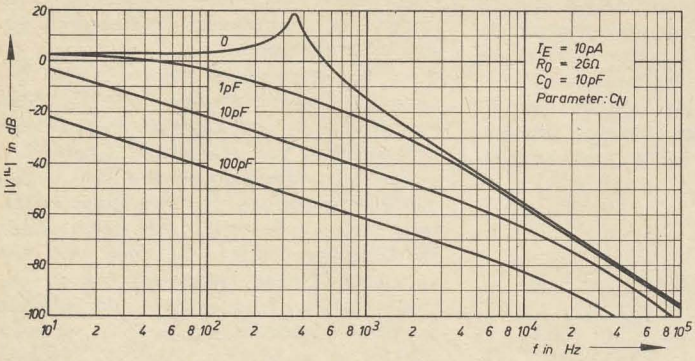


Bild 6: Einfluß der Rückführungskapazität C_N auf die Übertragungseigenschaften

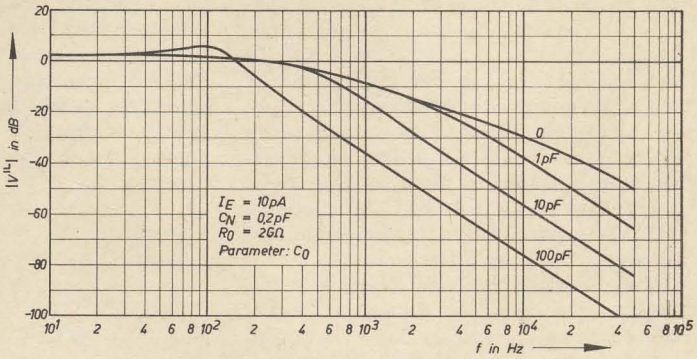


Bild 7: Einfluß der Quellenkapazität C_0 auf das Übertragungsverhalten

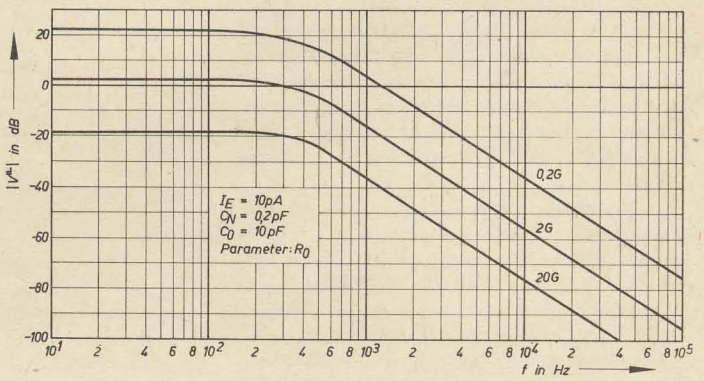


Bild 8: Einfluß des Quellwiderstandes R_0 auf das Übertragungsverhalten

Im Bild 6 wird die Rückführungskapazität C_N bei einem konstanten Eingangsstrom verändert. Für den theoretischen Fall $C_N = 0$ ist eine deutliche Resonanzüberhöhung zu verzeichnen, die jedoch schon bei geringen Kapazitätswerten, die praktisch durch Parasitärkapazitäten stets vorhanden sind, bedämpft wird. Durch den Miller-Effekt verstärkt, reduzieren diese Kapazitäten die verfügbare Bandbreite.

An dieser Stelle soll nochmals auf die aus Stabilitätsgründen vorzusehende Kompensationskapazität hingewiesen werden. Stabilität bei großen Eingangspegeln (Einsatz eines ausreichend großen Kapazitätswertes) bewirkt eine entsprechend geringe Grenzfrequenz des logarithmischen Wandlers bei kleinen Pegeln. Auf die Kapazität C_0 wirkt sich der Miller-Effekt nicht aus, so daß bei gleichen Kapazitätswerten die Reduzierung der Grenzfrequenz geringer ist. Im Bild 7 ist der Einfluß der Kapazität auf das Frequenzverhalten dargestellt. Bild 8 zeigt den Frequenzgang des Wandlers bei unterschiedlichen Quellwiderständen. Aus der Darstellung ist zu erkennen, daß der Wert des Quellwiderstandes auf das Frequenzverhalten keinen Einfluß nimmt.

Über das Frequenzverhalten des logarithmischen Strom-Spannungs-Wandlers kann folgendes zusammengefaßt werden:

- Logarithmische Strom-Spannungswandler, die einen großen Dynamikbereich des Eingangspegels verarbeiten, besitzen im allgemeinen beschränkte Bandbreiten. Sie benötigen zur Sicherung einer stabilen Arbeitsweise bei großen Eingangsströmen eine entsprechende Rückführungskapazität, bei niedrigen Eingangsströmen ergeben sich große Zeitkonstanten, da sich der Rückführungswiderstand durch seine Stromabhängigkeit in gleichem Maße wie der Eingangsstrom ändert. Dieser Widerspruch zwischen Stabilitäts- und Frequenzverhalten (Grenzfrequenz) stellt eine Schwierigkeit beim Entwurf von „schnellen" logarithmischen Wandlern dar.

Um das Problem der zu geringen Grenzfrequenz dieser Wandler zu umgehen, wurde in [4] eine neue Kompensationsvariante vorgestellt. Die Stabilität bei großen Eingangspegeln wird hier nicht durch eine entsprechende Rückführungskapazität, sondern durch einen stromabhängigen Widerstand im Vorwärtszweig erzwungen. Bild 9 zeigt das verwendete Schaltungsprinzip. Praktische Erfahrungen zu dieser Schaltungsstruktur hinsichtlich ihres statischen und dynamischen Übertragungsverhaltens liegen z. Z. noch nicht vor.

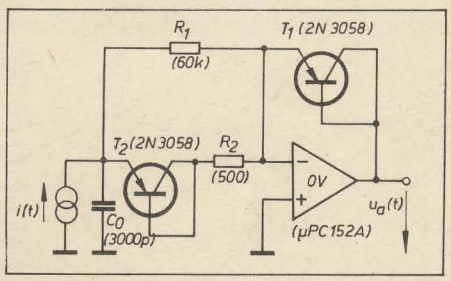


Bild 9: Logarithmischer Strom-Spannungswandler mit spezieller Frequenzkompensation [4]

Literatur

[1] Kühnel, C.: Einfluß realer Operationsverstärker-Eingangsparameter auf die statische Kennlinie von Strom-Spannungswandlern. Nachrichtentechnik-Elektronik 29 (1979) H. 12, S. 494 und 495

[2] Kühnel, C.: Realisierung eines logarithmischen Strom-Spannungswandlers mit Transistor-Rückführung. Nachrichtentechnik-Elektronik 30 (1980) H. 10, S. 421

[3] Kühnel, C.: Zum Stabilitätsproblem logarithmierender Verstärker. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 10, S. 631 und 632

[4] Iida, T.; Sumita, K.; Wakyama, N.; Yamagishi, H.: A fast response logarithmic electrometer for pulse-reactor experiments. IEEE Trans. Instrum. & Measurem. IM-27 (1978) H. 3. S. 220 bis 224

Frequenzstabilisierung im GHz-Bereich

HANSDIETER BEHNKE

Mitteilung aus dem Amt für Standardisierung, Meßwesen und Warenprüfung

Für Fälle, wo es nicht möglich ist, eine hochstabile Bezugsfrequenz direkt aus einem Quarzgenerator zur Verfügung zu stellen, wird ein Verfahren vorgeschlagen, mit dem die Frequenz eines Klystrons in diskreten Schritten quarzstabil eingestellt und moduliert werden kann. Die Schaltung stellt eine Kombination aus Vervielfacher, Mischer und PLL dar und ist leicht für andere Einsatzzwecke bzw. andere Frequenzen modifizierbar.

In vielen Bereichen der Nachrichtentechnik/Elektronik besteht die Notwendigkeit, hochstabile Bezugsfrequenzen zur Verfügung zu stellen. Nicht immer ist es möglich, die benötigten Frequenzen direkt mit Quarzgeneratoren zu erzeugen.

Durch Vervielfachung und Teilung lassen sich Harmonische bzw. Subharmonische der Ausgangsfrequenz ableiten. Durch Mischung erhält man die Summen- und Differenzfrequenz zweier Eingangssignale. Eine weitere Möglichkeit zur Bereitstellung von Normalfrequenzen bildet die Phasenregelschleife (PLL) [1] [2] [3] [4]. Im folgenden wird gezeigt, wie die Frequenz eines Klystrons (etwa 9 GHz) mit einer Kombination dieser Verfahren (Vervielfachung, Mischung, PLL) in diskreten Schritten quarzstabil eingestellt und moduliert werden kann.

Das Verfahren dient dazu, das für die Realisierung eines atomaren Frequenznormals notwendige Signal mit der Frequenz von 9,192 631 770 GHz entsprechend der Definition der Sekunde zu erzeugen [5]. Bild 1 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild.

Die Frequenz f_Q des Quarzgenerators wird in einem Frequenzvervielfacher mit dem Faktor m multipliziert. Im Mischer wird die n-te Harmonische gebildet, die zusammen mit dem Signal des Klystrons (f_K) das Differenzsignal mit der Zwischenfrequenz $f_{ZF} = f_K - m\,n\,f_Q$ liefert, das selektiv im ZF-Verstärker verstärkt wird und zur Ansteuerung des Phasenkomparators dient. Das Referenzsignal mit der einstellbaren Frequenz $f_{ref} = \frac{a}{b} \cdot f_Q$ liefert der Frequenzumsetzer, der ebenfalls vom Quarzgenerator gesteuert wird. Die der Phasendifferenz zwischen den beiden Signalen f_{ZF} und f_{ref} proportionale Spannung wird verstärkt und der Reflektorspannung überlagert. Sie bewirkt eine phasenstarre Synchronisation des Klystrons.

Es ist auch möglich, statt des Frequenzumsetzers einen separaten Oszillator einzusetzen. Bei hohen Genauigkeits- und Stabilitätsforderungen wird man jedoch nach Möglichkeit alle benötigten Bezugssignale aus einem Oszillator herleiten. Für die Frequenz des Klystrons gilt

$$f_K = m\,n\,f_Q + f_{ref}$$

Diese Gleichung zeigt, daß die Frequenz f_K des Klystrons in weiten Grenzen einstellbar ist. Wird zur Bereitstellung des Referenzsignals z. B. ein Synthesegenerator eingesetzt, dessen Ausgangsfrequenz sich in sehr kleinen Schritten quarzstabil einstellen läßt, so ist damit auch ein entsprechender Feinabgleich der Klystronfrequenz möglich. Verändert man die Ausgangsfrequenz f_{ref} des Synthesegenerators um 1 Hz, so ändert sich auch f_K um 1 Hz.

Für die angegebene Aufgabenstellung beträgt

$f_Q = 5$ MHz
$m = 18$ (Ausgangsfrequenz des Frequenzvervielfachers 90 MHz)
$n = 102$
$f_K = 9{,}192\,631\,770$ GHz

Damit ergibt sich eine notwendige Referenzfrequenz von $f_{ref} = 12{,}631\,770$ MHz.

Baugruppen

Mikrowellenteil

Das Klystron (HKR 902) wird über einen Ferritisolator und einen Richtkoppler an die Mischstufe angeschlossen. Der Ferritisolator dient dazu, Rückwirkungen auf das Klystron möglichst gering zu halten. Der Richtkoppler hat die Aufgabe, nur einen Bruchteil der vom Klystron bereitgestellten Leistung der Mischstufe zuzuführen, während der größte Teil zum Verbraucher gelangt. Die Ausgangsleistung beträgt (exemplarabhängig) 50...100 mW. Die Frequenz des Klystrons ist abhängig von der mechanischen Einstellung des Resonators, der Reflektor- und der Resonatorspannung. Bild 2 zeigt die Abhängigkeit der Frequenz f_K von Reflektor- und Resonatorspannung. Aus dieser Darstellung ergeben sich Abstimmsteilheiten von etwa 2,5 MHz/V für die Reflektorspannung bzw. 0,6 MHz/V für die Resonatorspannung.

Quarzoszillator

Als Normalfrequenzquelle wird ein Quarzgenerator mit einer Kurzzeitstabilität von $\leq 1 \cdot 10^{-12}$ ($\tau = 10$ s) verwendet. Die Ausgangsfrequenz beträgt $f_Q = 5$ MHz.

Frequenzvervielfacher

Der Frequenzvervielfacher ist mehrstufig aufgebaut. Das Eingangssignal wird zunächst verzerrt; die gewünschte Harmonische wird selektiv verstärkt (Bandfilter). Die einzelnen Stufen sind abgestimmt auf 10 MHz, 30 MHz bzw. 90 MHz. Die Ausgangsleistung beträgt 0,5 W an 50 Ω. Bei hohen Anforderungen an die spektralen Eigenschaften des Klystronsignals muß auf eine geringe Störfrequenzmodulation des Quarzoszillators und des Frequenzvervielfachers geachtet werden, da mit der Frequenz auch der Modulationsindex um den Faktor $m\,n = 1836$ vervielfacht wird. Das bedeutet, daß Oszillator und Frequenzvervielfacher batteriebetrieben werden müssen (Verringerung des Netzbrummens) und ein Oszillator mit geringem Phasenrauschen verwendet werden soll.

Mischstufe

Die Mischstufe enthält zur Oberwellenerzeugung und zur Bildung des Differenzsignals zwei Dioden IN 23 C bzw. 33 NQ 52. Die Amplitude des Differenzsignals beträgt etwa 20 µV.

ZF-Verstärker

Der transistorisierte ZF-Verstärker dient zur selektiven Verstärkung des von der Mischstufe gelieferten Signals. Die einzelnen Stufen sind nahezu identisch aufgebaut. Um bei der hohen erforderlichen Verstärkung von 100 dB eine Selbsterregung zu verhindern, ist eine Kammerbauweise erforderlich. Der durch den Anwendungszweck vorgegebene Abstimmbereich von (9 192,6 ± 0,3) MHz macht eine Bandbreite von 600 kHz erforderlich.

Phasenkomparator

Als Phasenkomparator wurde der Rieggger-Demodulator verwendet [4]. Hierbei ließ sich eine galvanische Trennung der Eingänge von der übrigen Schaltung realisieren. Diese ist notwendig, da die verstärkte Regelgleichspannung mit der Reflektorspannung des Klystrons (Größenordnung 100 V) in Reihe geschaltet werden muß. Dem eigentlichen Phasendetektor folgt ein

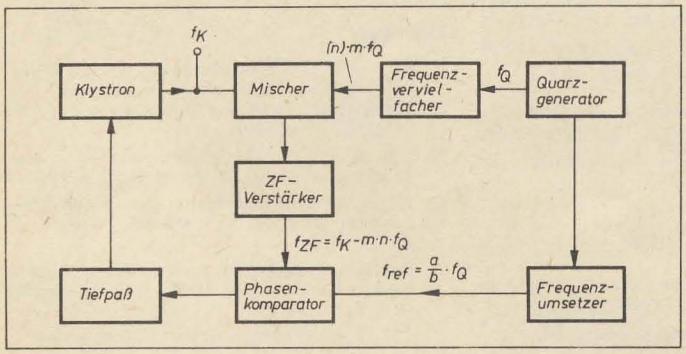


Bild 1: Frequenzstabilisierung eines Klystrons

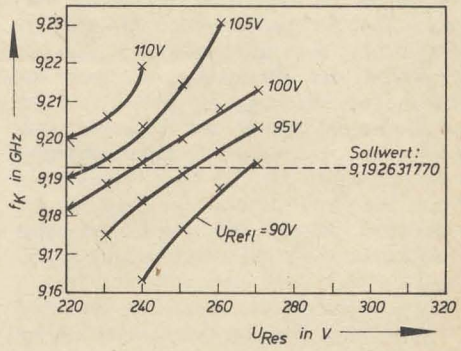


Bild 2: Frequenzabhängigkeit

Gleichspannungsverstärker. Die maximale Ausgangsspannung beträgt etwa $\pm$ 10 V.

Frequenzumsetzer

Als Frequenzumsetzer kann ein Festfrequenzumsetzer, aber z. B. auch ein Synthesegenerator verwendet werden. Steht ein programmierbarer Synthesegenerator zur Verfügung, so kann die Referenzfrequenz über einen Programmgeber eingestellt und in wählbaren Stufen mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten verändert (moduliert) werden. Auf diese Weise ist es z. B. möglich, einen „Wobbelgenerator" für den GHz-Bereich zu realisieren. Der überstrichene Frequenzbereich ist hier natürlich begrenzt durch die Bandbreite des ZF-Verstärkers.

Meßwerte

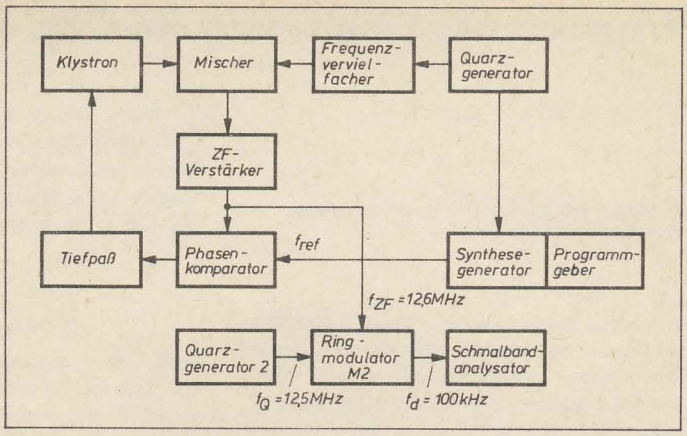
Mit dem sowjetischen Synthesegenerator Ч 6-31 und einem dafür entwickelten Programmgeber konnten folgende Meßwerte erreicht werden:

- Abstimmbereich (9 192,6 $\pm$ 0,3) MHz
- Voreinstellbarkeit der Anfangsfrequenz f_{ref} (und damit der Frequenz f_K) mit einer Auflösung von 0,1 Hz
- quasikontinuierliches Erhöhen der Frequenz in Schritten von 0,1/1/10 Hz (Start-Stopp-Betrieb möglich)
- Frequenzumtastung zwischen zwei voreinstellbaren Frequenzen, $|f_1 - f_2| < 15$ kHz
- Umschaltfrequenz 0,1/1/10 Hz.

Die Mehrdeutigkeit beim Einstellen des Synchronismus, die sich durch die Bildung von Summen- und Differenzsignal in der Mischstufe bzw. durch unterschiedliche Vervielfachungsfaktoren n ergibt, muß entweder durch zusätzliche Schaltungsmaßnahmen beseitigt oder durch Kontrollmessungen mit einem Wellenmesser oder Zähler ausgeschlossen werden. Nach einem mechanischen Grobabgleich des Klystrons wird der synchronisierte Zustand der Phasenregelschleife durch langsames Erhöhen der Resonatorspannung erreicht. Das Einrasten erkennt man daran, daß sich beim Ändern der Resonatorspannung um etwa $\pm$ 30 V die von einem Kontrollinstrument angezeigte Regelspannung auf etwa $\pm$ 10 V einstellen läßt (s. auch Bild 2).

Besonders wesentlich für den späteren Einsatzzweck sind die spektralen Eigenschaften des 9-GHz-Signals. Da kein geeigneter Analysator für den GHz-Bereich zur Verfügung stand, konnte die spektrale Untersuchung dieses Signals nicht direkt durchgeführt werden. Es wurde deshalb das verstärkte Differenzsignal (f_{ZF}) der Mischstufe mit dem Signal eines separaten Quarzoszillators 2 (f_Q) in einem Ringmodulator abgemischt und das so entstandene Differenzsignal ($f_d = 100$ kHz) mit einem NF-Schmalbandanalysator untersucht (Bild 3). Dabei kann man davon ausgehen, daß das Spektrum des Klystronsignals durch die zweimalige Mischung mit dem (als ideal angesehenen) Signal des Frequenzvervielfachers bzw. des separaten Quarzoszillators unverändert in die NF-Lage transportiert wird. Die Untersuchung des Schmalbandspektrums zeigte, daß Netzkomponenten (Harmonische der Netzfrequenz) im ungünstigsten Fall 55 dB unterhalb des Trägers liegen, während das Rauschen bei etwa —80 dB liegt. Die Analysatorbreite beträgt

Bild 3: Meßschaltung zur Spektraluntersuchung



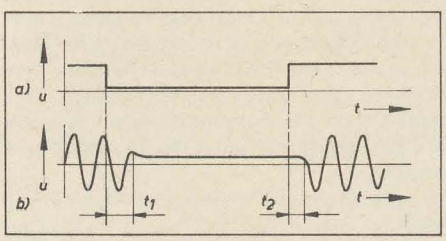


Bild 4: Ermittlung der Umschaltzeiten mit Frequenzumsetzung. a) Steuersignal für die Frequenzumtastung; b) Ausgangssignal des Mischers M_2

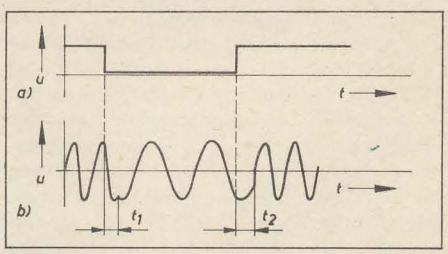


Bild 5: Ermittlung der Umschaltzeiten ohne Frequenzumsetzung

dabei 10 Hz. Die Messung der Frequenzstabilität des Klystronsignals erfolgte mit einem Zähler Ч 3-38. Dabei wurde sowohl dieser Zähler als auch der Synthesegenerator vom Quarzgenerator fremdgesteuert. Die Auflösung dieses Zählers beträgt 0,1 Hz. Die Kurzzeitschwankungen lagen unterhalb der Nachweisgrenze, d. h.

$$\frac{\Delta f}{f} < \frac{0{,}1\ \text{Hz}}{9\ \text{GHz}} \approx 10^{-11}$$

Zur Bestimmung der Umschaltzeit bei der Betriebsart Frequenzumtastung wurde die gleiche Meßschaltung verwendet wie zur Ermittlung des Spektrums. Die Referenzfrequenz f_{ref} des Synthesegenerators und damit auch f_{ZF} wurden mit Hilfe des Programmgebers periodisch zwischen den beiden Werten f_1 bzw. f_2 umgeschaltet, während die Frequenz des separaten Quarzoszillators 2 f_2 betrug. Die Umschaltfrequenz lag bei etwa 1 kHz. Es ergaben sich die Differenzfrequenzen $f_{d1} = f_1 - f_2$ bzw. $f_{d2} = f_2 - f_2 = 0$. Das Oszillogramm eines Umschaltvorganges zeigt Bild 4. Die Frequenzen f_1 und f_2 wurden so gewählt, daß f_{d1} einige Kilohertz beträgt.

Es wurden Umschaltzeiten von $t_1 \approx 50\ \mu s$ bzw. $t_2 \approx 100\ \mu s$ ermittelt, die ihre Ursache in den Zeitkonstanten der elektronischen Umschalter im Synthesegenerator haben. Bei sehr großen Differenzen zwischen f_1 und f_2 kann der Umschaltvorgang (f_{ref}) auch direkt (ohne die Umsetzung mit dem Mischer M_2) auf einem Oszillografen beobachtet werden. Es ergibt sich dann ein Oszillogramm entsprechend Bild 5.

Da die beiden Frequenzen f_1 und f_2 innerhalb der Bandbreite des ZF-Verstärkers liegen müssen und damit die relative Frequenzdifferenz

$$\frac{f_1 - f_2}{f_1} \leqq \frac{0{,}6}{12{,}6}$$

für eine oszillografische Auswertung zu klein ist, konnte dieses Verfahren im vorliegenden Fall nicht angewendet werden.

Außerdem erlauben die dynamischen Eigenschaften des PLL-Regelsystems keine beliebig großen Frequenzsprünge.

Literatur

[1] Knietzsch, M.: Eine Einführung in die Phase-Locked-Loop-Technik (PLL). Funkamateur 25 (1974) H. 10, S. 503 und 504; H. 11, S. 557–559; H. 12, S. 607 und 608

[2] Jungnickel, H.: PLL-Schaltungstechnik. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 7, S. 216–219

[3] Sülzer, P.: Phasengeregelte Oszillatoren. Elektronik 23 (1974) H. 11, S. 425–428; H. 12, S. 473 bis 476

[4] Der Phasenregelkreis. Funktechnische Arbeitsblätter. Funkschau 49 (1977) H. 3, S. 119–122; H. 5, S. 203 und 204

[5] TGL 31 548: Einheiten physikalischer Größen

Universeller Digitaluhr-Zählbaustein

LUTZ SCHNEEGASS

Im vorliegenden Beitrag soll ein vielseitig anwendbarer Digitaluhr-Zählbaustein beschrieben werden, der im wesentlichen mit TTL- und MOS-Schaltkreisen aus der DDR-Produktion arbeitet. In der vorgestellten Ausführung ist der Zählbaustein für die digitale Frequenzanzeige in hochwertigen FM-AM-Tunern geeignet.

Konzeption

Ausgehend von der Verfügbarkeit hochintegrierter Zähler- und Teilerschaltkreise wurde das im folgenden beschriebene Konzept zur Realisierung der Funktionseinheiten gefunden.

Der Frequenzteiler wurde auf Grund der hohen maximalen Eingangsfrequenz (120 MHz im UKW-Bereich) mit ECL- bzw. TTL-Schaltkreisen aufgebaut. Zähler, Speicher und die gesamte Zeitbasis- und Ablaufsteuerung wurden mit MOS-Hochvoltschaltkreisen realisiert, wodurch sich der Gesamtaufbau wesentlich vereinfachte. Aus dem Blockschaltbild (Bild 1) ist die universelle Anwendung des Bausteins erkennbar. Die Zählerbaugruppe kann auch einzeln (ohne Digitaluhr) bei entsprechender äußerer Beschaltung als Universalzähler eingesetzt werden. Die erreichbare obere Grenzfrequenz beträgt 120...160 MHz (je nach verwendeter Vorteilervariante). Da Universalzähler in der Literatur häufig beschrieben wurden, soll hier auf die Anwendung als digitale Frequenzanzeige in hochwertigen FM-AM-Empfängern eingegangen werden.

Die Kombination mit einer Digitaluhr als Funktionseinheit ist besonders vorteilhaft, da bereits Zeitbasis- und Anzeigeeinheit nebst Anzeigetreiberstufen vorhanden sind. Der Baustein wurde aus den Funktionsgruppen Quarzgenerator, Taktfrequenzteiler, Ablaufsteuerung, Frequenzteiler, Auskoppelstufen, zwei Vierdekadenzählern (Uhr und Frequenzanzeige) und Anzeigeschaltung aufgebaut.

Meßprinzip

Zum Verständnis der Gesamtfunktion des Frequenzanzeigebausteins soll zunächst einiges Grundsätzliches erläutert werden.

Das UKW-Frequenzband ist gegenwärtig in ein 50-kHz-Raster aufgeteilt, der Frequenzbereich liegt nach der CCIR-Norm zwischen 87,5 MHz und 100 MHz bzw. 108 MHz. Daraus resultiert, daß für eine Frequenzdarstellung im UKW-Bereich eine fünfstellige Anzeige mit einer Auflösung von mindestens 50 kHz realisiert werden muß. Das in hochwertigen Tunern meist vorhandene AM-Band ist der MW-Bereich. Hier erscheint es sinnvoll, eine Auflösung von 1 kHz im Frequenzbereich von 520 bis 1 605 kHz anzustreben. Zur Frequenzdarstellung im MW-Bereich genügt also eine vierstellige Anzeige.

Des weiteren muß die jeweilige Zwischenfrequenz (ZF) im FM- bzw. AM-Bereich berücksichtigt werden, da im allgemeinen die Oszillatorfrequenz um die Zwischenfrequenz höher liegt als die wirkliche Empfangsfrequenz, die eigentlich angezeigt werden soll. Um dieser Forderung zu genügen, wurde folgendes Meßprinzip angewendet:

Die Zähler-IS Z_5 bis Z_8 (Bild 7) werden bei jedem Meßvorgang nicht jeweils auf den Zustand HHHH über den Rücksetzeingang rückgesetzt, sondern über den seriellen Setzeingang V entsprechend der Zwischenfrequenz gesetzt. Die Informationen liegen dabei parallel an den Eingängen (1, 2, 4, 8) der Zähler-IS.

Im UKW-Bereich müssen bei einer Auflösung von 10 kHz und einer ZF von 10,70 MHz 1 070 Impulse „abgezogen" werden. Der Zähler wird somit auf den Zählerstand 8 930 gesetzt.

Im MW-Bereich ist die Auflösung 1 kHz bei einer ZF von 455 kHz. Es ergeben sich also 455 Impulse. Der Zähler wird demnach im MW-Bereich auf den Zählerstand 9 545 gesetzt. Beim Meßvorgang zählt der Zähler also vom vorgesetzten Wert, je nach ZF, über den Zählerstand HHHH (Null) bis zu dem jeweiligen Wert der empfangenen Eingangsfrequenz.

Aus Tafel 1 sind die entsprechenden Wertigkeiten der parallelen Setzeingänge der Zähler Z_5 bis Z_8 zu erkennen.

Funktionsgruppen

Quarzgenerator

Als Zeitbasis wurde eine einfache Quarzgeneratorschaltung ohne besonderen Thermostaten realisiert. Bild 2 zeigt die Schaltung unter Verwendung eines 500-kHz-Quarzes und einer MOS-Schaltung U 106 D. Das Gatter G_3 dient zur Impulsformung und gewährleistet die Start-Stopp-Funktion.

Taktfrequenzteiler

Der Taktfrequenzteiler teilt die stabile 500-kHz-Frequenz der Zeitbasis auf 1/60 Hz herunter, um eine Minutenimpulsfolge zu erhalten. Das Teilungsverhältnis von

$$\frac{f_a}{f_e} = \frac{1}{3 \cdot 10^7}$$

wird auf die siebenstufige Frequenzteiler-IS U 111 D (hier in der Variante mit einem Teilungsverhältnis von $1/5 \cdot 10^6$) und auf einen dreistufigen dynamisch zurückgeführten Frequenzteiler mit der MOS-Schaltung U 112 D (Teilungsverhältnis 1/6) aufgeteilt. Folgende quarzstabilisierte Frequenzen stehen also für die Funktion der Frequenzanzeige bzw. der Digitaluhr zur Verfügung: 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz, 1 Hz, 1/10 Hz und 1/60 Hz.

Tafel 1: Zustand der Zähler

	Z_8				Z_7				Z_6				Z_5			
	2^0	2^1	2^2	2^3	2^0	2^1	2^2	2^3	2^0	2^1	2^2	2^3	2^0	2^1	2^2	2^3
	1	2	4	8	1	2	4	8	1	2	4	8	1	2	4	8
MW	L	H	L	H	H	H	L	H	L	H	L	H	L	H	H	L
UKW	H	H	H	H	L	L	H	H	L	H	H	L	H	H	H	L

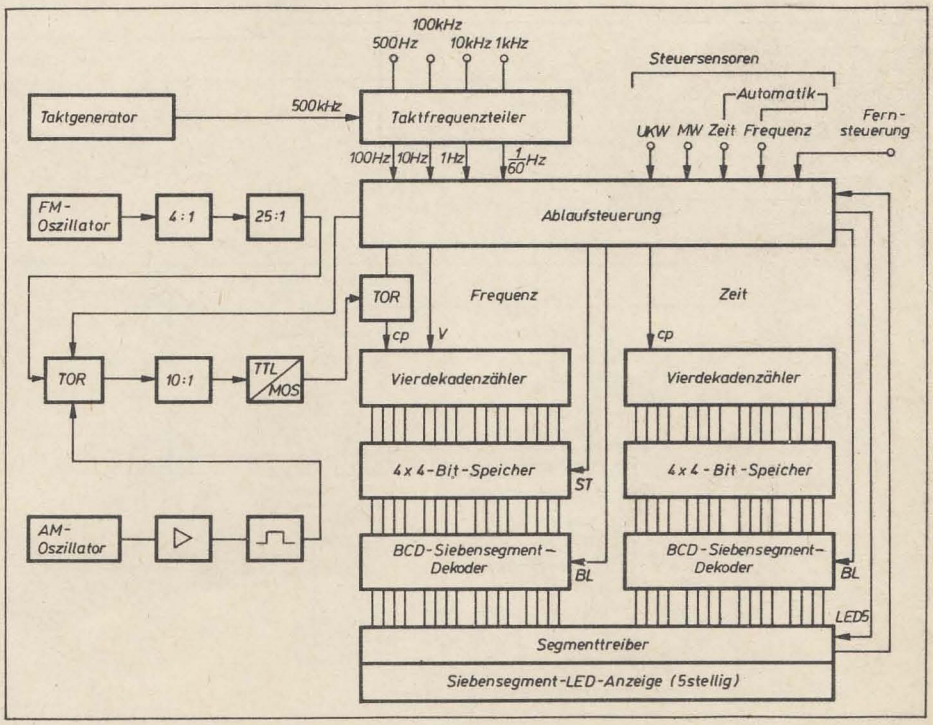


Bild 1: Blockschaltbild

Ablaufsteuerung

Kernstück der Ablaufsteuerung (Bild 3) ist die Meßintervallsteuerung der Frequenzanzeigebaugruppe. Aus dem Meßprinzip ergibt sich eine Torzeit im UKW-Bereich von 100 ms (Vorteilungsfaktor 1 000) und im MW-Bereich von 10 ms (Vorteilungsfaktor 10). Die Umschaltung der Torzeit erfolgt, vom Bereichs-Flip-Flop FF_6 gesteuert, über die Gatter G_{18} und G_{19}. Über die anschließende ODER-Verknüpfung gelangen die 10-Hz- bzw. 100-Hz-Impulse an das FF_7 und werden dort 1:2 geteilt. Mit der Impulsfolgefrequenz von 1 Hz wird FF_8 gesetzt und FF_7 jeweils zwangssynchronisiert (über R rückgesetzt). Damit wird erreicht, daß FF_7 bei jeder Auslösung einer Messung den Anfangszustand H am Ausgang aufweist. Führt der Ausgang des FF_8 L, so erscheint beim nächsten Eingangstakt von FF_7 am Ausgang von G_{16} ein Impuls der Länge 10 ms bzw. 100 ms. Wenn FF_7 in die Ausgangslage zurückkippt, wird über das Differenzierglied R_1, C_1 das FF_8 zurückgesetzt. Damit ist der Ausgangszustand wieder erreicht.

Die Zeitkonstante C_2, R_2 muß größer sein als die von C_1, R_1, damit bei allen möglichen Fällen der zeitlichen Zuordnung der 100-Hz- bzw. 10-Hz-Taktspannung mit der Meßfolgefrequenz (1 Hz) die exakte Länge des Torimpulses erreicht wird. Über den Taktfrequenzteiler (IS U 111 D) ist allerdings immer die gleiche zeitliche Zuordnung der einzelnen Taktfrequenzen gesichert. Der so erzeugte Torimpuls gelangt zum Tor G_{27}, das den Takteingang von Z_8 (Bild 8) steuert, und zum Eingang der Impulsformerkette, die aus einer Differenzierstufe (G_{30} und G_{31}), einer diodenentkoppelten H-L-Flankenverzögerungsstufe (G_{28}) und einer weiteren Differenzierstufe G_{32} besteht. Durch die Impulsformerkette werden am Ende eines jeden Torimpulses (H-L-Flanke an G_{16}) ein Speicherübernahmeimpuls und etwas verzögert ein Setzimpuls abgegeben. Die zeitliche Zuordnung der Impulse ist aus dem Impulsdiagramm (Bild 4) zu erkennen.

Des weiteren enthält die Schaltung nach Bild 3 noch die Steuerstufe für den Dezimalpunkt (G_{11} bis G_{14} einschließlich der Ansteuertransistoren), für den Doppelpunkt bei Uhrenbetrieb (1-Hz-Taktung über G_{15} und G_{10}) und die Funktionssteuerung.

Kernstück der Funktionssteuerung (Umschaltung Frequenz – Uhrzeit) ist FF_5. Dieses Flip-Flop kann über die Eingänge S und R manuell über Sensortasten und über die Entkopplungsschaltung mit G_6 bis G_8 gesteuert werden. Bei gleichzeitiger Betätigung der Sensoren „Uhrzeit" und „Frequenz" wird FF_4 gesetzt bzw. rückgesetzt und steuert somit über G_9 das FF_5. Somit wird bei Rücksetzung von FF_4 Frequenz bzw. Uhrzeit im Minutentakt angezeigt. FF_4 wird beim Einschalten in den Anfangszustand „Automatik" geschaltet.

Zur Anzeige im UKW-Bereich bei 10-kHz-Auflösung ist eine fünfstellige Anzeige erforderlich. Für diese fünfte Stelle wird keine weitere IS benötigt, da nur die Zahl „1" angezeigt zu werden braucht. Die Ansteuerinformation wird vom Ausgang G des

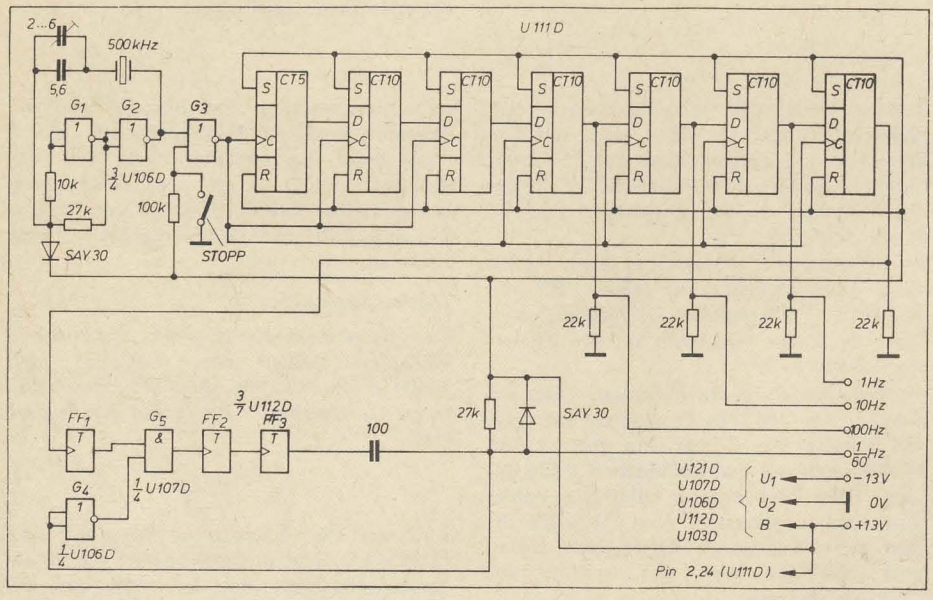


Bild 2: Takterzeugung

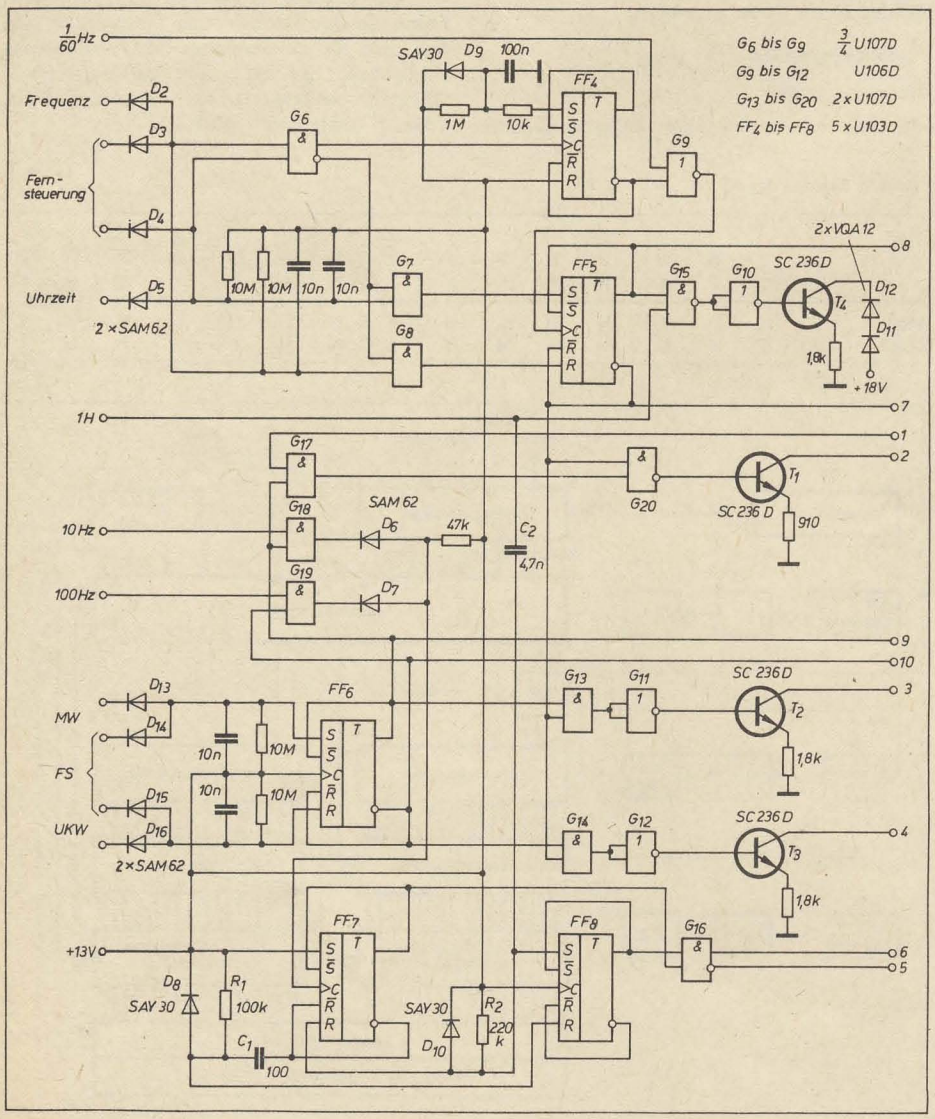


Bild 3: Ablaufsteuerung

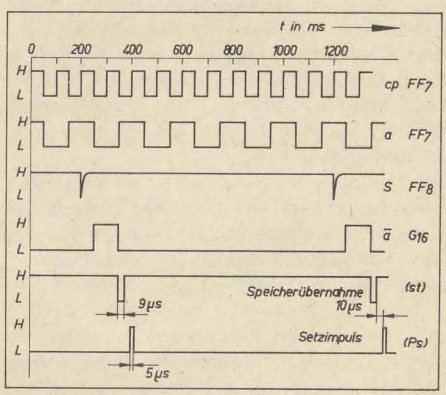


Bild 4: Impulsdiagramm

Z_5 abgeleitet und über die UND-Verknüpfung (G_{17}, G_{20}) mit T_1 als Ansteuertransistor zur Anzeige gebracht. Die Diodenkombinationen D_2 bis D_5 und D_{13} bis D_{16} dienen zur Entkopplung der Sensoren bzw. der Fernsteuereingänge für die Funktionen der Bereichsumschaltung und der Funktionssteuerung.

Frequenzteiler

Die im Bild 5 gezeigte Schaltung übernimmt die Frequenzteilung (250:1) im UKW-Bereich, die Bereichsumschaltung der Eingangsfrequenzen und die Impulsaufbereitung im MW-Bereich. Das zu realisierende Teilungsverhältnis von 250:1 wurde in 25:1 und 10:1 unterteilt, um den 10:1-Teiler für beide Bereiche nutzen zu können. Der 25:1-Teiler besteht wiederum aus zwei 5:1-Teilerstufen, die wegen der hohen zu verarbeitenden Taktfrequenz (f_{max} = 30 MHz) mit TTL-IS der D-20-Reihe bestückt sind. Die synchrongetakteten, rückgeführten Teilerstufen weisen keine Besonderheiten auf. Die Bereichsumschaltung erfolgt über die Transistoren T_9 und T_{10}, gesteuert vom Bereichs-Flip-Flop (FF_6, Bild 3) und die Gatter G_{21} bis G_{23}. Die Impulsaufbereitung im MW-Bereich erfolgt mit dem als Verstärker arbeitenden Transistor T_6 und dem Schmitt-Trigger (T_7 und T_8). Beim Aufbau sind die üblichen Entwurfsrichtlinien für Schaltungen mit TTL-IS zu beachten. Zur Gewährleistung einer stabilen Funktion der Gesamtschaltung wird die Schaltung nach Bild 5 vollständig abgeschirmt.

Auskoppelstufen

Bei der Signalauskopplung der Oszillatorfrequenzen müssen möglichst geringe Belastung und Rückwirkungsfreiheit gewährleistet werden, um keine unerwünschten Störungen im analogen Signalzweig hervorzurufen. Damit diese Forderungen erfüllt werden konnten, war ein relativ hoher Aufwand erforderlich. Bild 6 zeigt die erprobte Schaltung.

FM-Signalweg

Das FM-Signal wird am Emitter des Oszillatortransistors im UKW-Tuner über eine geringe Kapazität ausgekoppelt. Dabei wird der übliche Kondensator (meist 22 pF), der vom Emitter des Oszillatortransistors nach Masse geht, entfernt. Die RC-Stufe in Emitterschaltung mit T_{14} verstärkt das Oszillatorsignal breitbandig und gibt es auf den Takteingang der IS K 500 TM 31. D_{17} dient zur Pegelanpassung und zur Temperaturkompensation. Diese IS enthält zwei D-Flip-Flops in ECL-Technik. Die maximale Taktfrequenz beträgt 160 MHz. Am Ausgang der IS steht das 4:1 geteilte Oszillatorsignal zur Weiterverarbeitung zur Verfügung. Aus Gründen der Störstrahlung wird die Signalverbindung zur Interfacestufe T_5 (Bild 5) symmetrisch ausgeführt, d. h., der Lastwiderstand 470 Ω vom Q-Ausgang der ECL-IS wird erst auf der Frequenzteiler-Leiterplatte an Massepotential gelegt.

Durch Anlegen von +5 V an den Anschluß 16 (Bild 6) „Reset" ist es möglich, den Vorteiler in eine definierte Ausgangslage zurückzusetzen. Werden nun auf diese Weise der Vorteiler und der 250:1-Teiler über die Rücksetzeingänge vor jedem Meßvorgang in eine definierte Ausgangslage gebracht, so kann man damit die Stabilität des angezeigten Frequenzwertes weiter erhöhen.

Im vorliegenden Fall wurde allerdings von dieser Maßnahme kein Gebrauch gemacht, da die Stabilität der Anzeige als ausreichend angesehen wurde.

AM-Signalweg

Um die o. g. Forderungen auch im AM-Bereich zu gewährleisten, wurde ein getrennter AM-Oszillator, der in Verbindung mit der IS A 244 D arbeitet, aufgebaut. Die Schaltung nach [2] enthält noch die zur niederohmigen Signalauskopplung notwendige Darlington-Kollektorstufe (T_{12} und T_{13}). Beim Aufbau beider Auskoppelstufen ist vor allem auf das Vermeiden von Erdschleifen zu achten, da diese zu einer Brummstörung führen, die sich dem Oszillatorsignal überlagert und im folgenden Signalweg nicht mehr zu beseitigen ist.

Vierdekadenzähler

Die Zählerbaugruppe (Bild 7 und Bild 8) besteht im wesentlichen aus acht IS U 121 D, wobei je vier IS die Funktionen „Uhrzeit" bzw. „Frequenzanzeige" realisieren. Die beiden vierstelligen Zähler arbeiten parallel auf die Anzeigetreiberstufen (T_{17} bis T_{44}) und diese wiederum auf das LED-Display. Das bedeutet, daß die Ausgänge A bis G von Z_1, Z_5; Z_2, Z_6; Z_3, Z_7 und Z_4, Z_8 parallelgeschaltet sind. Die jeweilige Zuschaltung der Zähler an die Anzeigeeinheit erfolgt über die Blankingeingänge BL, die vom Funktions-Flip-Flop FF_5 gesteuert werden.

Die Schaltung nach Bild 7, die zur Uhrzeitanzeige dient, wurde in Anlehnung an [1] aufgebaut. Auf die Funktion soll daher

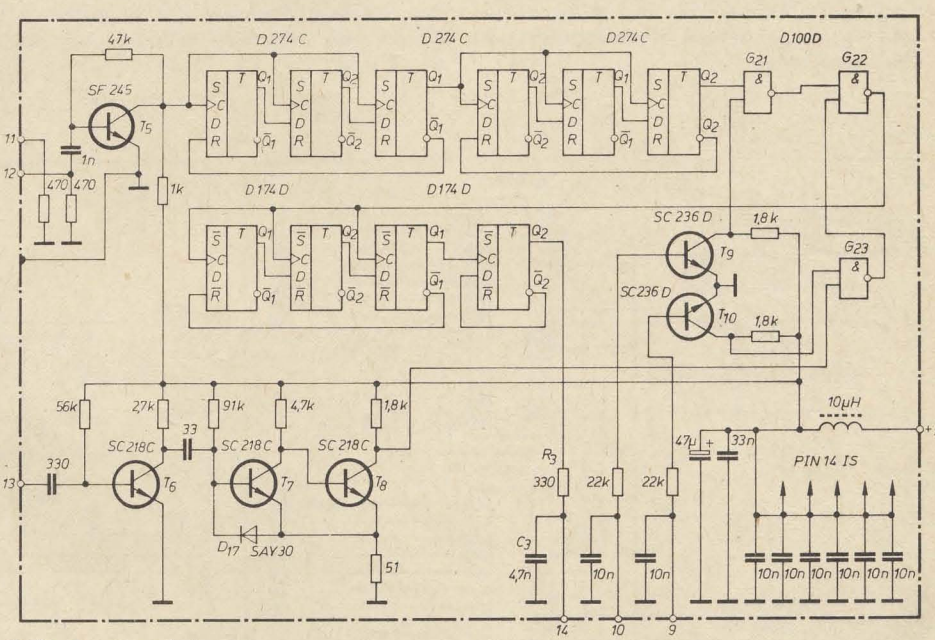


Bild 5: Frequenzteilerbaustein

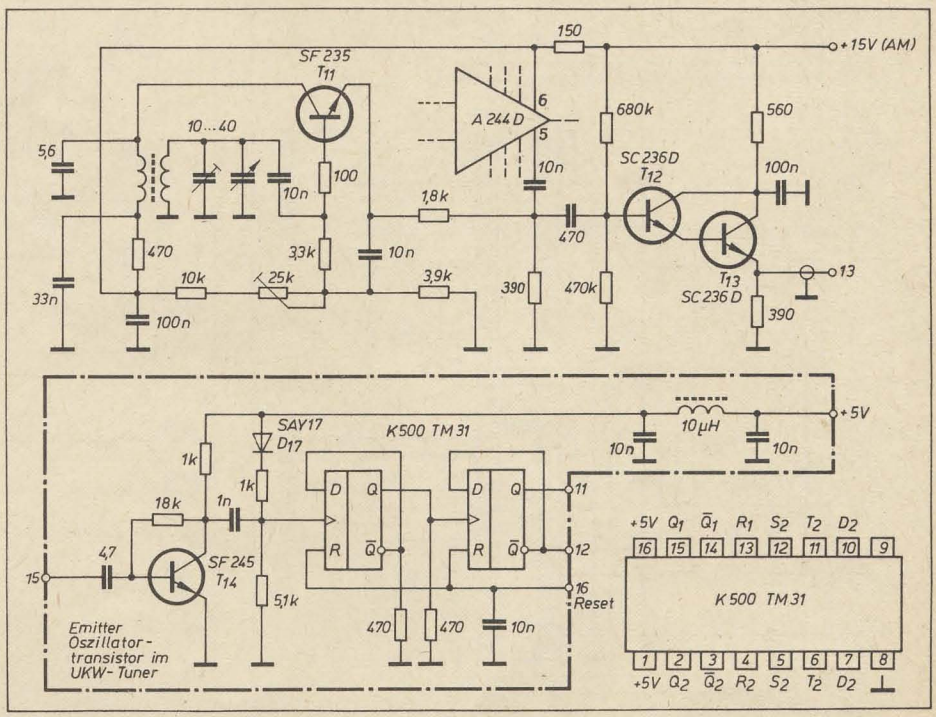


Bild 6: Auskoppelstufen für FM und AM

nicht näher eingegangen werden. Die Blankingkschaltung wurde lediglich entsprechend den Erfordernissen (Entkopplung der Vornullunterdrückung durch D_{24}) geändert.

Eine detaillierte Beschreibung des Zählers (Bild 8) erübrigt sich, da das bereits bei Erklärung des Meßprinzips erfolgte. Folgendes soll jedoch noch erläutert werden:

Die Zähler Z_5 bis Z_8 arbeiten in asynchroner Betriebsweise im Vorwärtsbetrieb. Diese Betriebsweise mußte gewählt werden, da die Taktfrequenz im MW-Bereich bereits 200 kHz überschreitet. Mit einem Vierdekadenzähler mit U 121 D ($f_{cp\,max}$ = 500 kHz) ist ein Synchronbetrieb wegen einer speziellen Zeitbedingung [4] nicht mehr möglich. Aus demselben Grund konnte der Eingang CD nicht zur Zählertorung genutzt werden. Die Zwischenspeicherung der Meßwerte erfolgte durch eine dementsprechende Beschaltung der ST-Eingänge der Zähler Z_5 bis Z_8. Das Impulsdiagramm (Bild 10) läßt die zeitliche Zuordnung der einzelnen Steuerimpulse des Zählers erkennen.

Bei Erprobung des Zählers trat eine Fehlanzeige der empfangenen Eingangsfrequenz auf, die durch den Einsatz von keramischen Filterkombinationen im FM-AM-ZF-Verstärker bedingt war. Eine Korrektur dieser Fehlanzeige ist leicht möglich, da die Mittenfrequenzen keramischer Filter im allgemeinen eng toleriert sind und sich dadurch meist eine Korrektur auf die 10-kHz-Stelle (UKW) bzw. auf die 1-kHz-Stelle (MW) beschränkt. Dazu wird die Belegung der Paralleleingänge der Zähler Z_8 bzw. Z_7 entsprechend der aufgetretenen Differenz geändert (s. a. Tafel 1).

An dieser Stelle soll zur Stromversorgung sämtlicher MOS-Hochvoltschaltkreise bemerkt werden, daß, wie im Bild 1 der Substratanschluß B auf das Potential +13 V, die Spannung U_2 der MOS-IS auf Massepotential und die Spannung U_1 auf −13 V gelegt werden. Diese Maßnahme erweist sich als günstig, da die Interfacestufen, die die Pegelanpassung zwischen den TTL- und den MOS-Schaltungen gewährleisten, in diesem Fall wesentlich einfacher zu realisieren sind.

Anzeigeschaltung

Die Ansteuerung des LED-Displays (5 x VQB 71) erfolgt über die Transistoren T_{17} bis T_{44}. Damit der maximale Ausgangsstrom der Ausgangsstufen der Zähler-IS (3 mA) nicht überschritten wird, muß die Betriebsspannung der Lumineszenzdioden mindestens +18 V betragen. Dadurch ergibt sich ein für den temperaturunabhängigen Betrieb der LEDs relativ hoher Vorwiderstand von 1,5 kΩ. Bild 9 zeigt die Anzeigeschaltung.

Maßnahmen zur Stabilitätsverbesserung

Bei der praktischen Erprobung des digitalen Frequenzanzeigebausteines wurden im UKW-Bereich einige Instabilitäten des angezeigten Frequenzwertes in Abhängigkeit von der Temperatur und der Netzspannung beobachtet. Die Ursachen hierfür lagen in der Instabilität der Abstimmspannung bzw. in der Temperaturabhängigkeit des Kapazitätswertes der verwendeten Kapazitätsdioden. Bild 10 zeigt zwei Schaltungsdetails

Fortsetzung auf Seite 255

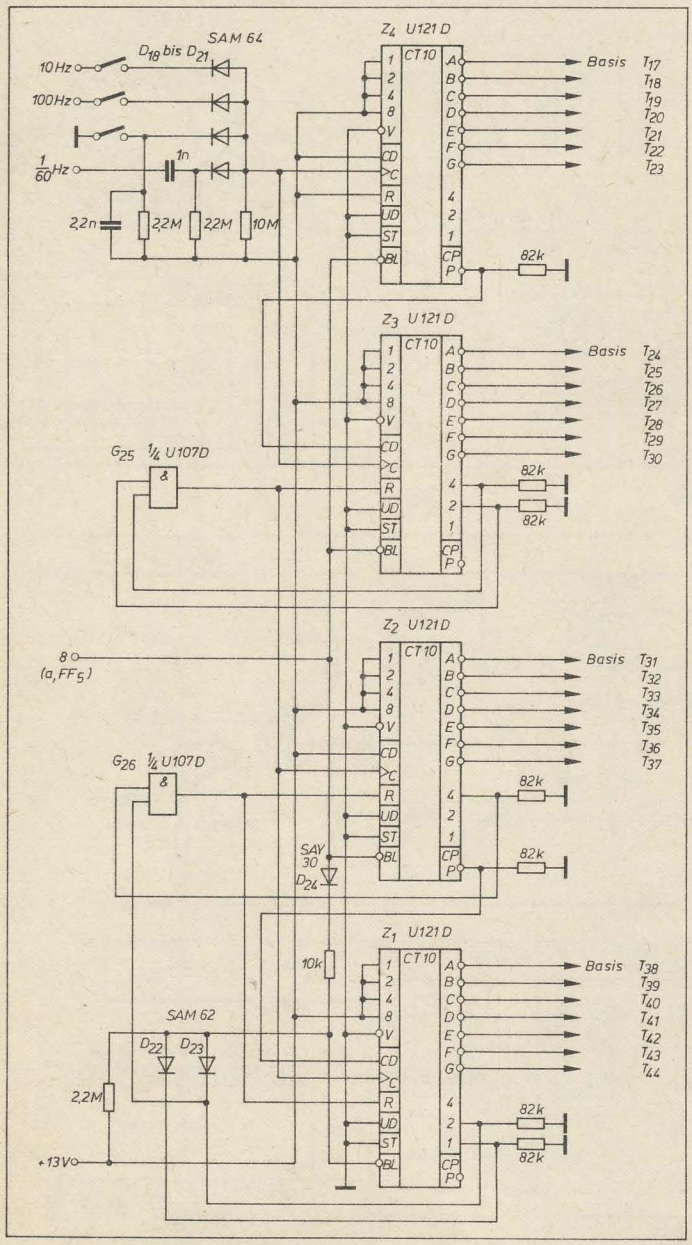


Bild 7: Zählteil Digitaluhr

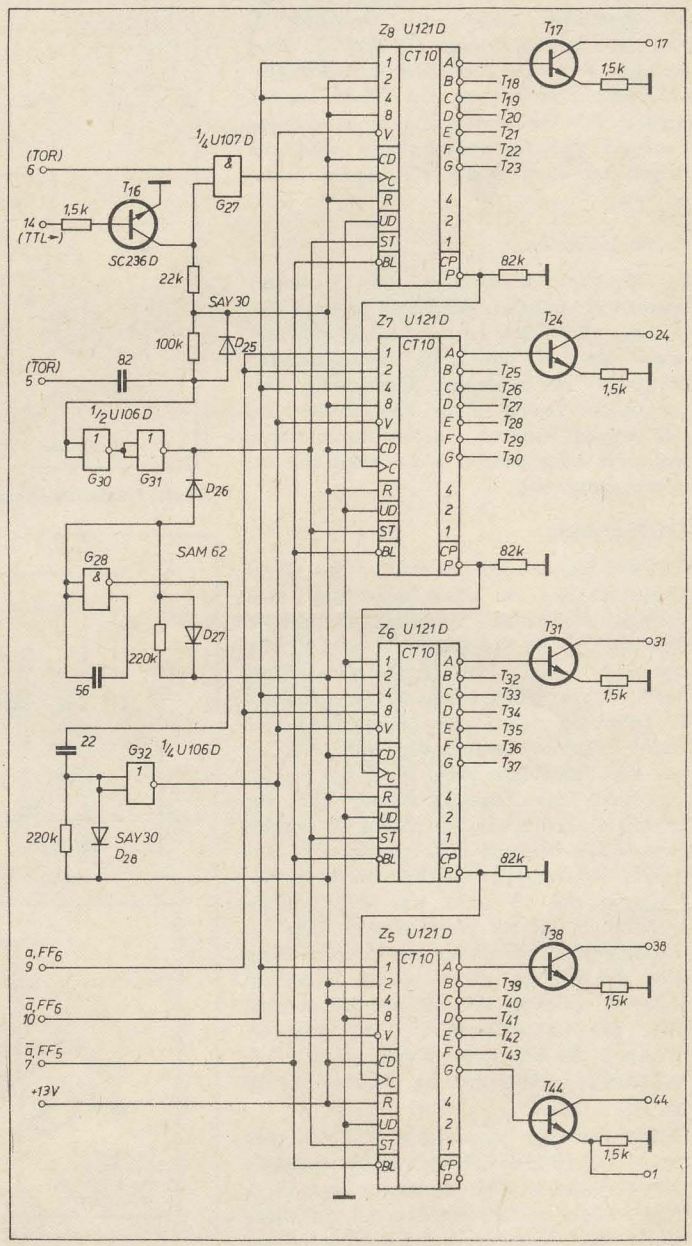


Bild 8: Zählteil Frequenzanzeige

Abkürzungen von Fachbegriffen der Halbleiterelektronik

Dipl.-Ing. ERHARD SCHOPPNIES

MEMISTOR (Memory Resistor)
Widerstand mit Speicherwirkung

Mesa-Technik Technologie zur Fertigung von Bipolartransistoren

MESFET (Metal Semiconductor Field Effect-Transistor)
MESFET-Sperrschicht-Feldeffekttransistor
Die Änderung des Halbleiterkanals (Querschnittsmodulation) und damit die Stromsteuerung erfolgt mit der Verarmungsschicht eines Metall-Halbleiter-Schottky-Übergangs

MFSFET (Metal Ferroelectric Semiconductor FET)
Feldeffekttransistor als neuartiges leistungsloses Speicherelement

MGT (Metal Gate Technology)
Metall-Gate-Technologie

MIA (Metal Interface Amplifier)
Metallzwischenschicht-Verstärker

MIC (Microwave Integrated Circuit)
Integrierte Mikrowellenschaltung, die für den gesamten Frequenzbereich entwickelt wurde

(MI)^{2}L (Multiinput Multioutput I^{2}L)
Eine neue Schaltungsstruktur, die eine Kombination aus CHL/CHIL und I^{2}L darstellt, wobei von Vorteilen der Ionenimplantation Gebrauch gemacht wird

MIIS (Metal Insulation Insulation Semiconductor)
Der MIIS-Speicher ist ein nichtflüchtiger Halbleiterspeicher, der unabhängig von der äußeren Stromversorgung die Daten in Form einer elektrischen Ladung zwischen zwei isolierten Lagen speichert

MIL-Norm (Military Norm)
Militärische Norm für Bauteile

MISFET (Metal Insulator Semiconductor Fieldeffect Transistor)
Eine andere Bezeichnung für IGFET

MISIM (MIS Isolation Metal)
MISIM-Struktur
MIS-Varaktoren in Parallelschaltung

MLCB (Multi Layer Circuit Board)
Mehrschicht-Leiterplatte

MLM (Multi Layer Metallisation)
Mehrlagenverdrahtung

MNOS (Metal Nitride Silicon Devices)
Metallnitrid-Silizium-Bauteile
Das dünne Gateoxid des p-MOS-Transistors besteht zur Verbesserung verschiedener elektrischer Eigenschaften aus Si_3N_4. Das Speicherverhalten an der SiO_2-SI_3N_4-Grenzfläche wird z. B. beim Festwertspeicher (AROM) ausgenutzt

MNOS LAD MNOS-Lawinendiode, ein Halbleiterspeicherelement

MNOSOT MNOS – oberflächengesteuerter Transistor

MNS-Struktur (Metal Nitride Semiconductor)
Unipolare Halbleiterstruktur mit der Verwendung von Si_3N_4 (Siliziumnitrid) zur Gate-Isolation

MO-CVD (Metal-Organic Chemical Vapour Deposition)
Metallorganische Aufdampfung für Heterostrukturen, z. B. für Laserdioden

MOM (Metal Oxide Metal)
Mischdiode mit extrem hoher Bandbreite

MOPS (Magneto-Optic Photoconductor Sandwich)
Magnetooptische Informationsspeicherschicht

MOSAIC (Metal Oxide Silicon Advanced Integrated Circuit)
Integrierte Schaltungen aus mehreren MOSFETs in Standardanordnung auf einer Siliziumscheibe

MOS-Bi Funktionseinheit, bestehend aus einem MOSFET und einem bipolaren Transistor, analoge Bezeichnung: BiMOS

MOSC-PN-Struktur MOS-Kondensator mit externem pn-Übergang

MOS(FET) (Metal Oxide Semiconductor) (FET)
Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate, wobei die Isolierschicht aus SiO_2 besteht. (Spezialfall des MISFET). Die MOS-Technologie ist eine dominierende Halbleitertechnologie

MOST (MOS Transistor)
Abkürzung für MOS-Transistor

MPL (Molecular Pattern Lithography)
Lithografie-Prozeß für Submikrometerstrukturen

MPOS (Metal Phosphorsilicate Glass Oxide Semiconductor)
MOSFET mit Phosphorstabilisierung des Gateoxides

MSA-Technik (Multiple Wall Self-Aligned)
Diese Elektronenstrahlstrukturierung erfolgt unter Nutzung neuartiger selbstjustierender Maskierungstechniken

MSE (Minimum-Size Effect)
Effekt minimaler Strukturabmessungen

MSI (Medium Scale Integration)
Mittlere Integrationsdichte
(Die Anzahl der elektrischen Bauelemente auf einem Chip liegt unter 500)

MSIC (Medium Speed Integrated Circuit)
Integrierte Schaltung für Taktfrequenzen bis 1 MHz

MST (Monolithic System Technology)
Herstellungsverfahren für integrierte Schaltungen, bei dem jedoch nicht einzelne Transistor-Chips, sondern bis zu vier monolithische integrierte Schaltungen auf einem keramischen Träger zu einer komplexen Schaltung vereint werden

MTBF (Mean Time Between Failure)
Mittlere Funktionsdauer von Bauelementen und -gruppen zwischen zwei aufeinanderfolgenden Ausfällen

MTL (Merged Transistor Logic)
Gemischte Transistorlogik, als bipolare Logik identisch mit der Injektionslogik (I^{2}L)

MTNS (Metal Thick Nitride Semiconductor)
MNOS-Technologie, bei der das Nitrid außerhalb der Gate-Zonen besonders dick ausgebildet wird

MTOS (Metal Tantalum Oxide Siliconoxide Silicon)
Metall-Tantaloxid-Siliziumdioxid-Silizium, Halbleiterbauelement als nichtflüchtiges Speicherelement

MTOS	(Metal Thick Oxide Semiconductor) MOS-Technologie mit dickem Oxid zur Gate-Isolation
MTTF	(Mean Time to Failure) Zuverlässigkeitsangabe elektronischer Bauelemente und -gruppen (Funktionsdauer bis zum Totalausfall)
µP	Mikroprozessor (am.)

N

NEGIT	(Negative Impedance Transistor) Transistor mit negativer Widerstandscharakteristik
NMOS (n-MOS)	(N-channel MOS) n-Kanal-MOS-Bauelemente, bei denen die Majoritätsladungsträger Elektronen sind (hohe Elektronenbeweglichkeit)
NOVRAM (NVRAM)	(Non Volatile RAM) Nichtflüchtiger RAM
npn	Halbleiterstruktur, die aus einer p-leitenden Schicht zwischen zwei n-leitenden Schichten besteht
NTL	(Non Threshold Logic) Logik für schnelle LSI-Schaltungen
NWE	(Narrow Width Effect) Effekt schmaler Übergangszone beim Transistor

O

OFZ	Oberflächenzustand
OISF	(Oxidation-Induced Stacking Faults) Durch Oxidation induzierte Stapelfehler in Kristallen
OPFET	(Optical FET) Optischer Feldeffekttransistor
O-POS-Schicht	(Oxygen Doped Polysilicon Film) Polysilizium-Schicht, dotiert mit Sauerstoff, ein Prozeßschritt der MOS-Halbleitertechnologie
OptoMOS	VMOS-Schalttransistor, der über interne LEDs angesteuert wird
OPV	Operationsverstärker
OSOS	Feldelektrode
Ovonics	Schaltelemente aus amorphem Halbleitermaterial
OXIL	(Oxide Insulation Logic) Oxid-Isolations-Logik, eine bipolare VLSI-Technologie
OXIM	(Oxide Insulated Monolith) Monolithisch integrierte Schaltung mit Oxidisolation
OXIS-Technologie	(Oxide Insulation Technology) Halbleitertechnologie mit Oxidisolation

P

PAL	(Programmable Array Logic) Programmierbare Logikmatrix
PC	(Printed Circuit) Gedruckte Schaltung
PCCD	(Peristaltic CCD) Fortschreitende Ladungsverschiebeschaltung
PCD	(Plasma Coupled Devices) Plasmagekoppelte Bauelemente
PDP	(Power Delay Product) Leistungs-Verzögerungszeit-Produkt
PED	(Protonexcited Diffusion) Protonengeförderte Diffusion
PES	(Photoelectron Spectroscopy) Fotoelektronenspektroskopie
PIC-LED	(Picture LED) Durch entsprechende Formgebung der LEDs wird die Information bildhaft dargestellt
PIN-Diode	(P-Instrinsic-N-Diode) Flächendiode, bei der zwischen einem p- und n-leitenden Gebiet eine eigenleitende Zwischenschicht (intrinsic-layer) angeordnet ist
PIP	(Programmed Interconnection Process) Individuelle oder diskrete Verdrahtung
PJGFET	(P-channel JGFET) Andere Bezeichnung für p-MOS-Transistor
PLA	(Programmable Logic Array) Programmierbares logisches Feld
Planistor	(Planar Resistor) Widerstand, bei dem ein Metallfilm auf ein kleines, flaches Substrat aufgebracht ist
Planox	(Plane Oxide) Verfahren zur Erzeugung extrem planer Oxidschichten auf der Oberfläche einer Siliziumscheibe
PLATMOS	(Platinum-Diffused MOS) Nichtflüchtige MOS-Halbleiterspeicherstruktur durch Platindiffusion
PLL	(Phase-Locked Loop) Phasenumkehrschaltung (Schaltungstechnik)
PLZT	Blei-Lanthan-Zirkonat-Titanat Ferroelektrischer Werkstoff für elektrooptische Anwendungen
PMMA	(Polymethylmethacrylate) Resist für die Lithografieprozesse der Halbleitertechnologie
PMOS (p-MOS)	(P-channel MOS) p-Kanal-MOS-Bauelementetechnologie, die Majoritätsladungsträger sind Löcher
PMUX	(Programmable Multiplexer) Programmierbarer Mehrfachkoppler
pnp	Halbleiterstruktur, die aus einer n-leitenden Schicht zwischen zwei p-leitenden Schichten besteht
POSFET	(Piezoelectric Oxide Semiconductor FET) Piezoelektrische FET-Struktur

Übersteuerungsfestes

Kondensatormikrofon PM 750

- popfestes Solistenmikrofon
- körperschallunempfindlich
- hohe Richtwirkung

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an!

RFT

VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR - 6552 GEFELL · Telefon 262 · Telex 58-8843

Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT – IMPORT

Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR

DDR - 102 Berlin, Alexanderplatz, Haus der Elektroindustrie

Elektrische Kontrollen und Einstellungen des Stereotonbandgerätes B 93

KARL-HEINZ FINKE

Dieser Beitrag behandelt den elektrischen Teil des Stereotonbandgerätes Tesla B 93. Auf eine Beschreibung des Laufwerks wurde verzichtet, da es mit dem des Monotonbandgerätes B 700 identisch ist, über das wir ausführlich in den Heften 1 (1979) S. 37, und Heft 2 (1979) S. 95, berichteten.

Die Messungen werden mit Trenntransformator bei 220 V ± 2 % Netzwechselspannung durchgeführt. Vor den Messungen muß das Gerät ungefähr eine halbe Stunde in Stellung Wiedergabe warmlaufen. Die Meßgeräte sind zuerst mit den Masseanschlüssen und dann mit den anderen Zuleitungen anzuschließen. Die Masseleitungen der Meßgeräte am Tonbandgeräteeingang und am Tonbandgeräteausgang dürfen miteinander nicht verbunden werden.

Die Höhen- und Tiefensteller sind, wenn nicht anders gefordert, auf Maximum zu stellen.

Kanal L bedeutet linker Kanal, Kanal R rechter Kanal.

Spur A ist die Randspur 1 bzw. 4.

Spur B ist die Innenspur 3 bzw. 2.

Der Meßpunkt A_L liegt am Minuspol des Kondensators C_{113}, der Meßpunkt A_R am Minuspol des Kondensators C_{213}.

Kontrolle des Netzteils

Die Leistungsaufnahme nur bei eingeschaltetem Netzschalter liegt bei 40 W. Die Gleichspannung am Kondensator C_1 beträgt 23...25 V und am Kondensator C_4 14,4...16,4 V.

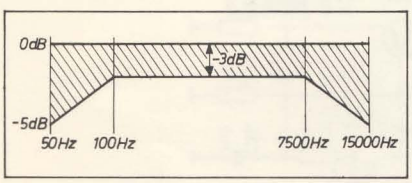


Bild 1: Toleranzfeld vom Frequenzgang über Band

Einstellen des Kombikopfes

Das Tonbandgerät ist auf „Stereowiedergabe" zu schalten. In den Eingang des linken Kanals (Kondensator C_{101}) ist ein 1-kHz-Signal von 1 mV einzuspeisen. Mit dem Trimmpotentiometer R_{111} ist am Meßpunkt A_L eine Spannung von 1,5 V einzustellen. Auf dem rechten Kanal ist dasselbe mit R_{211} durchzuführen. Die Anschlußpunkte sind C_{201} und der Meßpunkt A_R.

Vor der elektrischen Einstellung der Kopfhöhe ist der Bandlauf mechanisch zu kontrollieren. Beim Betätigen des Wiedergabeschalters darf sich die Lage des Tonbandes gegenüber der Ruhestellung nicht verändern. Ferner sind die Orthogonalität des Kombikopfes und der Tonwelle sowie die richtige Stellung der Andruckrolle zu kontrollieren. Die Bandlaufzone ist zu entmagnetisieren.

An die Diodenbuchse, Kontakt 3, werden ein NF-Millivoltmeter und ein Oszilloskop angeschlossen.

Nachdem ein Meßband aufgelegt und auf Wiedergabe geschaltet wurde, ist mit Hilfe des 500-Hz-Teils vom Meßband die Kopfhöhe so einzustellen, daß bei einem Umschalten von einer Spur auf die andere die gleiche Ausgangsspannung entsteht. Die Kopfhöhe ist mit beiden Einstellschrauben gleichzeitig einzustellen, so daß sich die Orthogonalität des Kopfes nicht verändert. Die Einstellung der Spaltsenkrechtstellung erfolgt mit einer 10-kHz-Aufzeichnung durch Drehen der Taumelschraube. Einstellkriterium ist wiederum das Spannungsmaximum. Die Spaltsenkrechtstellung ist auf beiden Spuren zu kontrollieren. Wenn die Maximalwerte nicht gleich sind, dann ist ein Mittelwert einzustellen. Eventuell ist diese Einstellung auf beiden Kanälen zu wiederholen.

Nach diesen Einstellungen sind die Bandlaufzone sowie die Kopfneigung optisch zu überprüfen.

Kontrolle der Endstufe

Die Schiebepotentiometer R_{135}, R_{235} sind auf maximale Lautstärke einzustellen. An die Buchsen für die Außenlautsprecher sind 4-Ω-Widerstände, ein Oszilloskop, ein NF-Millivoltmeter und eine Klirrfaktormeßbrücke anzuschließen. Das Tonbandgerät ist auf „Wiedergabe" Spur 1-4 oder 3-2 zu schalten. An den Anschluß 45 des Stereoschalters ist ein Niederfrequenzgenerator mit $R_a = 1\ k\Omega \pm 20\ \%$ anzuschließen und die Generatorfrequenz auf 1 kHz einzustellen. Die Kanäle L und R sind zu kontrollieren. Das Generatorsignal ist so einzustellen, daß an den Belastungswiderständen eine Ausgangsleistung von 4 W entsteht (4 V Ausgangsspannung). Das Generatorsignal darf 1,2 V nicht überschreiten. Bei einer Ausgangsleistung von 4 W darf der Klirrfaktor nicht über 10 % liegen.

Kontrolle des Klangstellers

Der Anschluß der Meßgeräte und die Signaleinspeisung erfolgen wie bei der Leistungskontrolle der Endstufen. Am Belastungswiderstand wird eine Ausgangsleistung von 300 mW eingestellt. Bei Änderung der Generatorfrequenz auf 10 kHz muß sich die Ausgangsspannung gegenüber 1 kHz um mindestens 10 dB erhöhen.

Bei einer Frequenz von 10 kHz muß sich mit dem Steller R_{141} die Ausgangsspannung um mindestens 10 dB gegenüber der Bezugsfrequenz von 1 kHz variieren lassen. Bei gleicher Ausgangsleistung (300 mW = 1,1 V), jedoch der Frequenz von 100 Hz, muß sich eine Erhöhung der Ausgangsspannung von mindestens 6 dB ergeben. Bei Minimalstellung des Tieftonstellers R_{137} muß die Ausgangsspannung um mindestens 8 dB sinken (Referenzfrequenz: 1 kHz).
Den rechten Kanal analog kontrollieren.

Einstellung des Löschgenerators

Das Tonbandgerät auf „Stereoaufnahme" schalten. Die Trimmpotentiometer R_{149} und R_{249} sind auf Mittelwert, R_{150} auf maximalen Widerstand einzustellen.

Mit einem Millivoltmeter und einem Frequenzmesser wird die Hochfrequenzspannung am Löschkopf MH gemessen. Sie soll 42 V nicht unterschreiten, und die Frequenz soll 65...75 kHz betragen.

Das Gerät wird abwechselnd auf die Spuren 1-4 und 3-2 umgeschaltet. Mit dem Spulenkern der Ersatzinduktivität L_{102} wird die Frequenz so eingestellt, daß die Abweichungen von der Oszillatorfrequenz gegenüber dem Stereobetrieb auf beiden Einzelspuren gleich sind, maximal jedoch ± 2,5 kHz betragen. Mit dem Potentiometer R_{150} wird die Oszillatorspannung bei Monobetrieb 1-4 oder 3-2 so eingestellt, daß die Abweichungen gegenüber dem Stereobetrieb auf beiden Spuren gleich sind, maximal jedoch ± 2 V betragen. Die Vormagnetisierungsspannung wird mit den Potentiometern R_{149}, R_{249} auf 9 V eingestellt.

Fortsetzung auf Seite 239

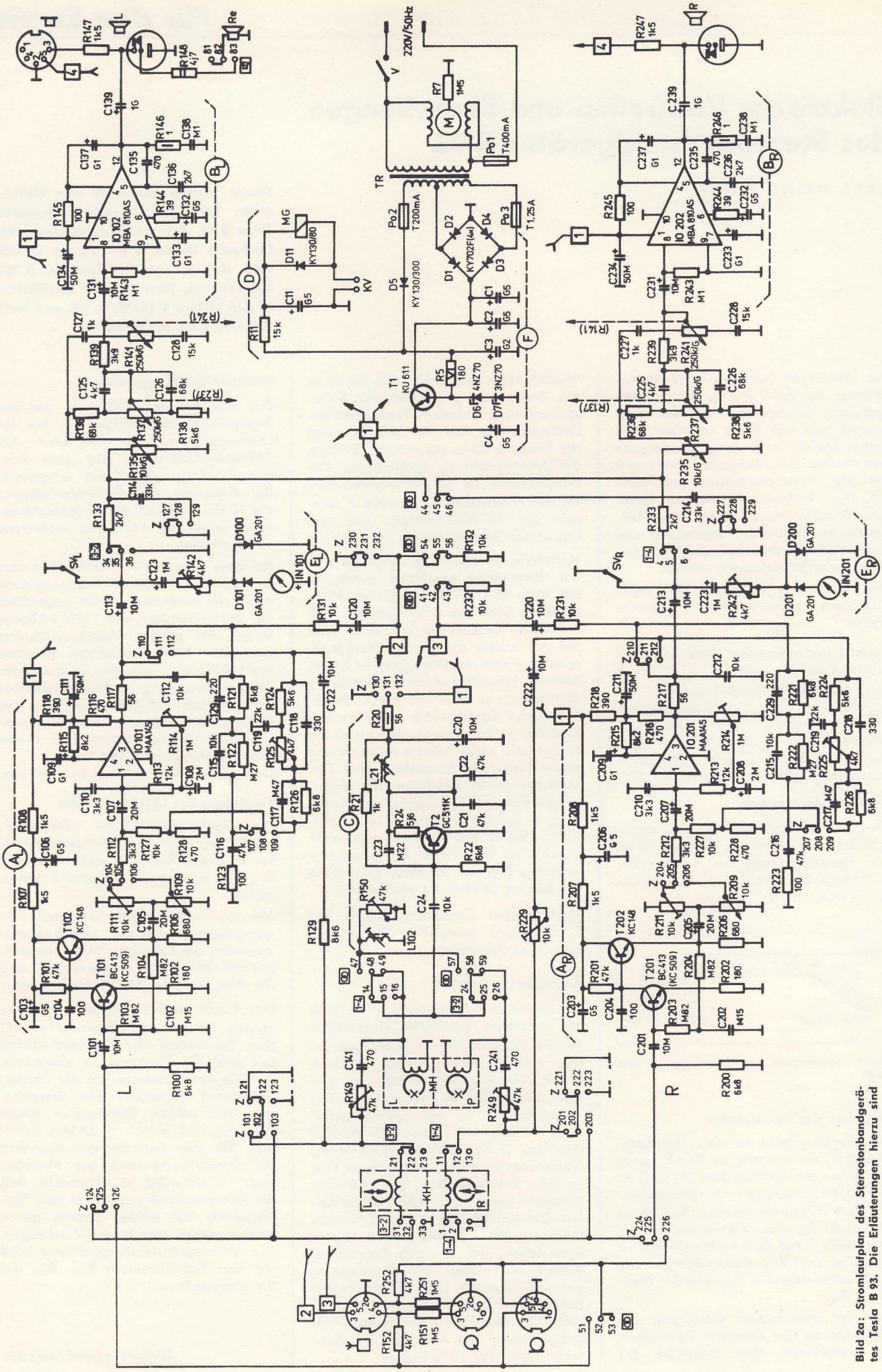


Bild 2a: Stromlaufplan des Stereotonbandgerätes Tesla B 93. Die Erläuterungen hierzu sind Bild 2b auf Seite 239 zu entnehmen

VII. Internationale Ausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte

Ing. FRED ENGEL

Ein Beitrag für die Vorbereitung des X. Parteitages der SED war die VII. Internationale Ausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte sowie chemischer und physikalischer Laborausrüstungen.

Die DDR, die UdSSR, die ČSSR, Polen, Ungarn und Rumänien demonstrierten in der Halle 6 des Messegeländes in Leipzig vom 20.–24. Oktober 1980 mit zahlreichen neuen Meßgeräten ihre wissenschaftlich-technische Leistungsstärke.

Übereinstimmende Aussagen vieler Außenhandelsspezialisten aus sozialistischen Ländern bestätigten den hohen Nutzen dieser Ausstellung. Durch Anwesenheit vieler Applikations- und Kundendienstingenieure konnten Informationen gegeben werden, die sonst zu keiner anderen Gelegenheit zu erhalten wären.

Mitarbeiter der für den Vertrieb in der DDR zuständigen VEB Maschinenbauhandel konnten auf alle Wünsche der Besucher eingehen. Vertragswerkstätten für Meßgeräte klärten zahlreiche Garantie- und Reparaturfragen.

Ein umfassendes Programm von Fachvorträgen informierte viele Anwender aus Wissenschaft und Industrie.

Die folgende Vorstellung besonderer Exponate der RGW-Vertragspartner soll zur weiteren Information beitragen.

Die mit ● gekennzeichneten Geräte unterliegen den Bestimmungen für Einzelimporte. Die Zahlen [1] [2] geben als Bezugsquelle die am Ende des Beitrages aufgeführten zuständigen VEB Maschinenbauhandel an.

Sowjetunion

Das schnelle Wachstum der Produktion von Meßgeräten und der bisher einseitig hohe Exportanteil elektronischer Meßgeräte veranlaßte das sowjetische Außenhandelsunternehmen, diesmal eine große Übersicht vornehmlich elektrischer Meßgeräte zu geben.

Besonders herausgestellt waren **Milliampere-, Ampere- und Voltmeter** der Typen **Д 513, Д 514** und **Д 515,** die im Laufe der nächsten Jahre die bisher von der ČSSR gelieferten Betriebsmeßgeräte der Typenreihen FL 10, L 10 ersetzen sollen [2].

● Mit der digitalen automatischen **Wechselstrommeßbrücke P 5058** sind die Parameter eines komplexen Widerstandes, Kapazität und Verlustfaktor, Kapazität und Verlustleitwert, Induktivität und Verlustwiderstand, Widerstand und Zeitkonstante, Leitfähigkeit und Restkapazität und Prozentabweichungen der Kapazität des Widerstandes automatisch meßbar. Besonders eignet sich die Brücke für Massenüberwachung von Kondensatoren, Widerständen und Spulen.

Das Meßergebnis kann auch im BCD-Kode ausgegeben und registriert werden.

Meßbereiche

Kapazität	0,02 pF...1 000 μF
Induktivität	0,03 μH...100 H
Widerstand	0,01 Ω...10 MΩ
Leitfähigkeit	1 μS...1 S
Verlustfaktor	$5 \cdot 10^{-4}$...1
Zeitkonstante	$5 \cdot 10^{-8}$...10^{-4} s
Prozentabweichung	± 0,05...30 %

● Die digitale automatische **Widerstandsmeßbrücke P 5016** ist besonders für die automatische Messung komplexer Widerstände, Kapazität, Induktivität, Widerstand, dielektrischer Verlustfaktor (von Kondensatoren und Spulen), Phasenwinkel von Wirkwiderständen geeignet. Drei Betriebsarten sind möglich:

– Suche (für unbekannte Größen)
– wiederholte Messungen (Differenz der Ergebnisse von vorheriger und letzter Messung)
– Folgen (Messungen von zeitveränderlichen Parametern).

Die Triggerung der Brücke erfolgt manuell, automatisch oder extern. Meßergebnisse können auch im BCD-Kode ausgegeben und registriert werden.

Meßbereiche

Kapazität	10^{-14}...10^{-4} F
Induktivität	10^{-7}...10^{2} H
Widerstand	0,1...10^{6} Ω
dielektrischer Verlustfaktor	$1 \cdot 10^{-4}$...1 tan δ
Phasenwinkelfaktor	$1 \cdot 10^{-3}$...1 tan φ
Meßzeit	0,03...1 s

● Der **Oszillograf H-313** hat eine moderne Konstruktion (abnehmbarer Deckel, Frontplatte, Rückwand).

Technische Daten

Wechsel- und Gleichspannungswerte	5 mV...120 V
beobachtbar	...300 V, 10 MHz
Frequenzbereich	0...1 MHz
Zeitintervalle	0,8 μs...10 s

Eigensynchronisierung der Ablenkung mit dem zu messenden Signal von 20 Hz bis 1 MHz und Synchronisierung mit Impulsen von 0,5 mV...30 V möglich sind.

Ungarische VR

● Das **Breitband-Sampling-Voltmeter TR-1351** ist ein hochempfindlicher breitbandiger Spannungsmesser, der besonders für Messungen an Empfängern und Verstärkern geeignet ist.

Meßbereiche

Spannung	0,01...3 V(eff)
Frequenzbereich	5 kHz...1 GHz
Eingangswiderstand	100 kΩ||2 pF
Meßköpfe	
Zangenmeßkopf	5 kHz...50 MHz
höchste Eingangsgleichspannung	100 V
Impedanzanpassungsglied	20 kHz...200 MHz
höchste Eingangsgleichspannung	100 V
Durchgangsmeßkopf	5 kHz...1 GHz
höchste Eingangsgleichspannung	100 V
BNC-Meßkopf	5 kHz...500 MHz
höchste Eingangsgleichspannung	100 V
Teiler 100:1	20 kHz...200 MHz
höchste Eingangsgleichspannung	1 000 V

● Das **Vektor-Voltmeter TR-1340** hat eine hohe Empfindlichkeit (10 μV) und einen breiten Frequenzbereich (1...1 000 MHz). Auf zwei Kanälen können gleichzeitig elektrische Spannung und Phasenwinkel gemessen werden.

Spannungsbereich	100 μV(eff)...1 V(eff)
Frequenzbereich	1 MHz...1 GHz
Eingangswiderstand	100 kΩ||2,5 pF
Phasenwinkelmeßbereich	360°

● Das tragbare, mit IS aufgebaute **Digital-Multimeter TR-1665 A** besitzt automatische Umpolung, erdfreien Eingang, einen großen Eingangswiderstand und einen BCD-Ausgang.

Gleichspannungsbereich	10 μV...1 000 V
Wechselspannungsbereich	10 μV...500 V
Gleichstrombereich	10 nA...2 A
Wechselstrombereich	10 μA...2 A
Widerstandsbereich	10 mΩ...20 MΩ

● Die automatische **Logikprüfeinrichtung TR-9584** für Prüfung und Analyse digitaler integrierter Schaltungen und gedruckter Leiterplatten mit Digitalschaltungen prüft TTL- und DTL-IS mit 14 bzw. 16 Zuführungen sowie TTL-, DTL- und MOS-IS mit 24 Pins.

● Der **Analog-IS-Tester TR-9582** ist für schnelle Prüfung linearer IS mit Hilfe auswechselbarer Steckkarten verwendbar.

● Der **TV-Wellenform-Monitor TR-1854** eignet sich besonders für Untersuchungen an Schwarzweiß- und Farbfernsehempfängern, Monitoren und Videorecordern. Es können TV-Signale farbiger und schwarzweißer Kameras, Bildrecorder, TV-Übertragungslinien und Studioeinrichtungen überwacht und eingestellt werden. Helligkeit und Farbinformation von PAL- und SECAM-Farbfernsehsignalen lassen sich mit Hilfe von eingebauten Filtern trennen und gesondert prüfen.

● Bei der **programmierbaren Eichleitung TT-4132/A** handelt es sich um ein Normal für selektive und Breitbandmessungen, das bei Generatoren als Ausgangsdämpfungsglied mit Präzisionseichung oder bei Präzisionsmeßgeräten als Eingangsmeßeichleitung eingesetzt werden kann, d. h., überall dort, wo genaueste Spannungsdämpfungen in weiten Frequenzbereichen erforderlich sind. Ein eingebautes Interface ermöglicht den Einsatz in rechnergesteuerten Systemen. In Systemen mit 50 Ω Wellenimpedanz ist es direkt verwendbar. Mit Wandler sind Systeme beliebiger Impedanz anschließbar.

Wellenwiderstand	50 Ω
Frequenzbereich	DC...1 GHz
Einstellbereich	0...90 dB
Dämpfungsstufe	10 dB
Unsicherheit des Dämpfungswertes	± 0,3 dB bei

	DC...1 kHz ± 1,5 dB bei 1 GHz
Eingangsleistung	max. 200 mW
Schaltzeit	50 ms
Fernsteuerung	Parallelkode oder Interface

● Die **programmierbare Eichleitung TT-4134/A** hat folgende technische Daten:

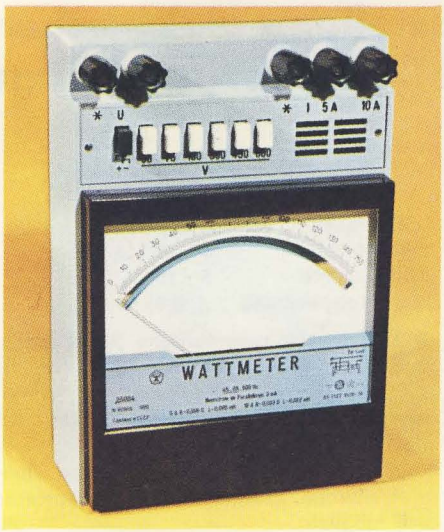
Wellenwiderstand	75 Ω
Frequenzbereich	DC...100 MHz
Teilungsverhältnis	0...99,9 dB
Unterteilung	0,1 dB
Unsicherheit des Dämpfungswertes	± 0,1 dB/0,9 dB ± 0,1 dB/9 dB ± 0,1 dB/50 dB ± 0,15 dB/80 dB ± 0,2 dB/90 dB
Eingangsleistung	max. 200 mW
Schaltzeit	50 ms
Fernsteuerung	Parallelkode oder Interface

Der programmierbare digitale **Impulsgenerator TR-6163** (Taktgeber), dessen Frequenzen durch leistungsgebundene Fernsteuerung in sehr kleinen Schritten regelbar sind, eignet sich besonders als Steuereinheit in der industriellen Elektronik, wo Frequenzstabilität und präzise Regelung in weiten Temperaturbereichen erforderlich sind [1].

Ausgangssignal	Rechtecksignal
Polarität	positiv, auf Nullpegel bezogen
Amplitude	20...24 V
Impulsdauer	(150 ± 10) µs
Anstiegszeit	max. 200 ns
Frequenzteilbereiche	90...1 100 Hz 11,1111...0,9090 ms 90...764 Hz 11,111...1,3090 ms 90...552 Hz 11,111...1,8090 ms
Periodendauer	schrittweise veränderlich
Anzeige	digital
Fortschaltung	Fernsteuerung
Genauigkeit	
schnell	2 500 Schritte/s
langsam	2,5 Schritte/s
Taktgeber	
Frequenz des Grundoszillators	10 MHz
Einstellfehler	$\pm 2 \cdot 10^{-7}$

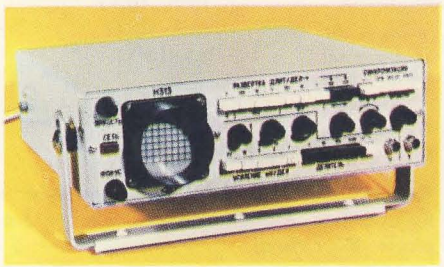
● Die tragbare, batteriebetriebene **Kabelfehlerortungs-Meßbrücke TT-2106** dient hauptsächlich der Wartung von Fernschreib- und Fernmeldekabeln. Folgende Parameter können gemessen werden: Isolationswiderstände, Widerstände in Wheatstone-Brückenschaltung, Widerstandsdifferenzen mit unmittelbarer Ablesung, Kapazitäten (mit Wechsel- oder Gleichstromimpuls), kapazitive Symmetrien, Fehlerortung, Erdschlüsse und Berührungen, Bestimmung von Durchnässungsstellen, Aderbruchstellen, Kontaktfehler sowie ein- und zweifache Zweigvertauschungen, Spannungen.

Isolationswiderstandsmessungen	0...10 GΩ
Meßspannung aus Gleichstromkonverter	100 V
Wheatstone-Messungen	0...10 kΩ...1 MΩ
Kapazitätsmessungen mit eingebautem 800-Hz-Generator	1 000 pF...1 µF



Wattmeter Д 5004, UdSSR

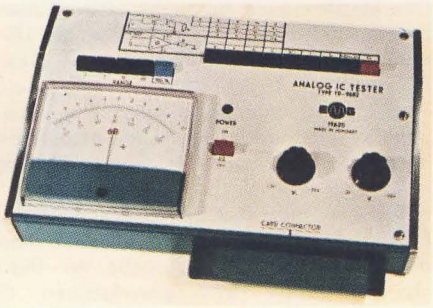
Digital-Wechselstrommeßbrücke Р 5058, UdSSR


Oszillograf H-313, UdSSR

Digitalmultimeter TR-1665 A, UVR

Automatischer Logiktester TR-9584, UVR

Sampling-Voltmeter TR-1351, UVR



Analogtester TR-9582, UVR

TV-Monitor TR-1854, UVR

Digitaler Impulsgenerator TR-6163, UVR

Vektorvoltmeter BM 532, ČSSR

IMS-Meßplatz mit BM 536, BM 546, BM 533, BM 526, ČSSR

Gütefaktormeßgerät BM 560, ČSSR

Digitalmultimeter M 1 T 242, ČSSR

Digitale Kapazitätsmeßbrücke E-320, VRP

Automatische RLC-Meßbrücke E-318, VRP

Rechentachometer N 2603, SRR

Industrielles Thermometer N 2901, SRR

Ultraschall-Materialprüfgerät N 2703, SRR

Fotos: DEWAG Leipzig (18)

mit eingebautem Impulsgenerator	5 nF...1 µF
Spannungsmessungen	0...100 V
Rechteckwellengenerator-Ausgangssignal	etwa 100 V (SS)
Wiederholungsfrequenz	15...20 Hz

ČSSR

Ein Beispiel internationaler Zusammenarbeit gibt ein Universal-Informations-Meßsystem nach IMS 2. Diese Anlage ermöglicht durch Automation Rationalisierung von Meßprozessen für viele Prüfungen und Kontrollen in Labor, Produktion und Prüffeld.

● Mit dem **Meßsystem IMS 2** sind Messungen von Frequenz, Zeit, Gleich- und HF-Spannung, Überlagerungseigenschaften von Vierpolen, der s-Parameter passiver und aktiver Vierpole sowie von RLC-Grundgrößen bei 1 kHz durchführbar. Im folgenden sollen die Komponenten des Meßsystems vorgestellt werden.

● Der programmierbare **Meßsender BM 536** ist für die Messung von Bandpaßkurven an Filtern, insbesondere für präzise Labormessungen in der Fernmeldetechnik geeignet.

Frequenzbereich	10 Hz...12 MHz
Ausgangsspannungspegel	0...99 dB
Ausgangsspannung	1 V an 50 Ω
Fehler der Frequenzeinstellung	$1 \cdot 10^{-7}$
Fernsteuerung	paralleler BCD-Kode

● Das **Zähler-Voltmeter BM 533** ermöglicht die Messungen von Frequenzen, Periodendauer, Zeitintervallen, Impulsbreiten und Gleichspannungswerten. Auch für einfache Impulszählung – als präzise Frequenzquelle, als dekadischer Teiler zugeführter Frequenzwerte – ist es verwendbar.

Zählerkapazität	10^8...1 (acht Dekaden)
Anzeige	MHz, kHz, ns, µs, ms, s, V
Anzeigespeicher	abschaltbar
Frequenzmessung	0...20 MHz
Perioden- und Mittelwertmessung	0...10 MHz
Zeitintervallmessung	0,1 µs...10^8 s
Messung des Mittelwertes von Zeitintervallen	
Zeitintervalle	1 ns...10 s
Impulsbreiten	20 ns...10 s
Impulszählung	0...20 MHz
Frequenzteilung	0...10 MHz
Gleichspannungsmessung	2...500 V

● Das programmierbare **Vektorvoltmeter BM 552** ist ein selektives HF-Mikrovoltmeter und Phasenmeßgerät, das gleichzeitig beide Werte digital anzeigt.
Besonderes Zubehör ermöglicht Messungen von Impedanzen und Admittanzen, von s-Parametern von Vierpolen, Kennwerten von Halbleiterbauteilen und Reflexionsfaktoren. Sein Einschubinterface entspricht IMS-1, Kat. II.

Spannungsmessungen	100 µV...1 V
Frequenzbereich	1...1 000 MHz
höchste Tastkopfeingangsspannung	
Wechselspannung	2 V(SS)
Gleichspannung	± 40 V
Eingangsimpedanz	100 kΩ||2,3 pF
Messung von Spannungsverhältnissen	−80...+80 dB
Phasenmessung	0...± 180°

● Das automatisch abgestimmte selektive **HF-Mikrovoltmeter und Phasenmeßgerät BM 532** besitzt eine gleichzeitige analoge Anzeige von Spannungswert und Phase. Spannungen, Spannungsverhältnisse und Phasenwerte werden im Bereich 1 bis 1 000 MHz angezeigt.

Spannungsmessungen	100 μV...1 V(eff)
höchste Tastkopf-eingangsspannungen	
Wechselspannung	2 V(SS)
Gleichspannung	$\pm$ 40 V
Eingangsimpedanz	100 kΩ||2,3 pF bei 1 MHz
Messung von Spannungsverhältnissen	—60...+10 dB
Phasenmessung	0...360°

● Der **Universalzähler BM 526** ist ein modernes Einschubgerät der dritten Generation (Interface IMS-1, Kat. II). Mit der Grundausstattung sind Frequenzen bis 100 MHz, Perioden und ihr Mittelwert meßbar. Weitere Einschubeinheiten gewährleisten Messungen höherer Frequenzen (1 000 MHz) und Zeitintervalle bis 10 ns Auflösungsvermögen.

Frequenzmessung (Grundausstattung)	10 Hz...100 MHz
Eingangsempfindlichkeit	20 mV
max. Eingangsspannung bei $R_i = 1$ MΩ	100...250 V
Eingangsimpedanz	1 MΩ||30 pF
Frequenzmessung über Frequenzwandler BP 5260	5...1 000 MHz 5...220 MHz als Teiler 220...1 000 MHz als Umsetzer
Zeitintervall-Impulsbreitenmessung über Zeitmeßeinheit BP 5261	
Meßbereich	0,1 μs...10^5 s
Auflösung	10 ns
Meßeinheit	10 μs...1 s
Empfindlichkeit	150 mV(SS)
Eingangsimpedanz	50 Ω oder 10 kΩ

● Die halbautomatische **RLCG-Meßbrücke BM 539** ist für präzise Messung von Grundgrößen sowie Toleranzmessungen von Bauteilen geeignet.

Meßbereiche

Widerstand	0,5 mΩ...10 MΩ
Leitwert	5 pS...100 mS
Kapazität	0,0005 pF...10 μF
Induktivität	50 nH...1 000 H
Verlustfaktor bzw. Gütefaktor	0,0005...1

● Mit dem **Impedanzmeßgerät BM 507** lassen sich nicht nur Direktmessungen von Zweipolimpedanzen im Bereich 5 Hz...0,5 MHz, 1 Ω...10 MΩ, $\varphi = 0...90°$ durchführen, sondern auch Frequenzabhängigkeiten und Abhängigkeit des Z-Wertes von der Temperatur bestimmen. Es sind sowohl Direktmessungen von L- und C-Werten als auch von Q-Werten von Schwingkreisen möglich.
Mit dem **Gütefaktormesser BM 560** sind Effektivwertmessungen des Gütefaktors Q möglich. Außerdem kann durch direkte Messung die Resonanzkapazität oder die Resonanzfrequenz des gemessenen Objektes ermittelt werden. Indirekte Messungen machen Aussagen über Spuleninduktivität, Kapazität und Verlustfaktor von Kondensatoren [1].

Frequenzbereich	50 kHz...35 MHz
Gütefaktorbereich	5...1 000
Induktivitätsbereich	$5 \cdot 10^{-8}$...0,4 H

● Die Neuentwicklung **M 1 T 242** erweitert das digitale Multimeterangebot.

Meßbereiche

Gleichspannung	0,3...300 V
Eingangswiderstand	100 MΩ
Wechselspannung	0,3...300 V
Eingangswiderstand	1 MΩ
Frequenzbereich	
0,3...3 V	40 Hz...20 kHz
30...300 V	40 Hz...10 kHz
Gleichstrom	0,3...300 mA
Wechselstrom	0,3...300 mA
Widerstandsmessung	3...3 000 kΩ

Entsprechendes Zubehör ermöglicht eine Erweiterung der Strom- und Spannungsbereiche (3 A bzw. 30 A und 3 kV).
● Für den Bereich 10 kHz...110 MHz ist der programmierbare **Generator BM 546** durch stabile Frequenzgenauigkeit und Konstanz für präzise Labormessungen geeignet. Die Ausstattung des Gerätes ermöglicht den IMS-Einsatz.

Meßbereiche

Frequenzbereich	10 kHz...110 MHz
Frequenzeinstellung	dekadisch, Schrittwert min. 1 Hz
Ausgangsspannung	1 V an 50 Ω bei FM 0,5 V an 50 Ω bei AM

● Die automatische **RLC-Meßbrücke BM 559** ist für präzise und schnelle Messungen der Grundgrößen R, L, C, G zu verwenden. Die gemessenen Werte realer und imaginärer Komponenten werden mit Polarität, Dezimalstelle und Meßwert an zwei 4,5stelligen Anzeigen digital ausgewiesen. Die Brücke ist in Meßsystemen für Interface IMS-2 verwendbar.

Meßbereiche

Widerstand	10 μΩ...200 MΩ
Induktivität	1 nH...20 kH
Kapazität	0,001 pF...20 mF
Gütefaktor	1...200
Leitwert	10 pS...200 S
Verlustfaktor	0...2
Spannung	10 μV...200 V

VR Polen

● Der automatische **Frequenzzähler PFL-30** mit fünfstelliger Digitalanzeige mißt in den Bereichen 1 Hz...10 MHz und 1 ms...100 s. Er kann in seinen Unterbereichen automatisch oder manuell gesteuert werden.

Ausgang	BCD-Kode
Eingangsspannung	50 mV...50 V
Eingangsimpedanz	1 MΩ||20 pF

● Die digitale **Kapazitätsmeßbrücke E-320** dient der schnellen Messung hoher C-Werte, des Verlustfaktors tan δ und der Ableitströme an Elektrolyt- und Tantalkondensatoren. Das Gerät kann ferngesteuert werden und ist für die Zusammenarbeit in Meßsystemen gedacht.

Kapazitätsbereich	0,2 μF...199,9 mF
Verlustfaktor	0,01...4,99
C-Ableitstrom	0,01 μA...10 mA

● Das automatische **RLC-Meßgerät E-318** hat folgende Meßbereiche:

Widerstand	1 mΩ...2 MΩ
Induktivität	0,01 μH...200 H
Kapazität	0,01 pF...200 μF

Das Gerät ist ebenfalls für Zusammenarbeit in Meßsystemen geeignet.

SR Rumänien

Außer den seit vielen Jahren eingeführten Meßeinrichtungen für die Messung nichtelektrischer Größen wurden erstmals auch andere Exponate vorgestellt.
● Mit dem **Digitaltachometer N 2603** können Meßgrößen, die durch entsprechende Geber in eine verhältnisgleiche Frequenz umgeformt wurden, gemessen werden. Dazu gehören besonders zeitbezogene mechanische Meßgrößen wie Drehzahlen, Geschwindigkeiten, Durchflüsse.

Drehzahl	6...1 000 000 U/min
Frequenz	0,06...10 000 Hz
Meßbereichsumschaltung	automatisch mit Signalisierung der Grenzwertüberschreitung
Anzeige	vierstellig mit Anzeigespeicher, BCD-Ausgänge
Meßfehler	$10^{-4} \pm 1$ digit
Eingangsspannung	100 mV...250 V
Eingangsimpedanz	100 kΩ

● Der digitale **Frequenzzähler E-0204** hat folgende Kennwerte:

Frequenz	40 Hz...300 MHz
Anzeige	achtstellige LED-Anzeige
Anzeigezeit	0,3...5 s
Rückstellung	automatisch oder manuell
Maßeinheit	kHz oder MHz

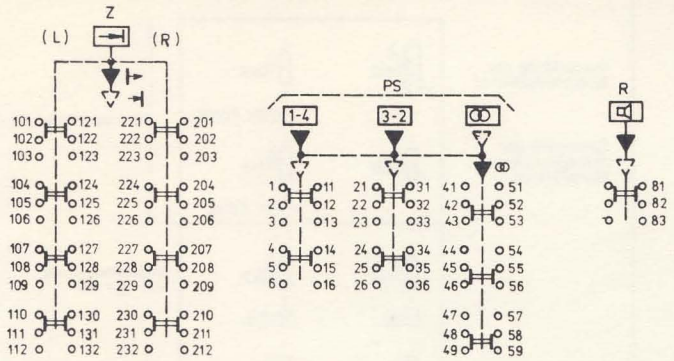
Eine automatische Anzeige bei Meßbereichsüberschreitung und Anzeige der Meßdauer sind vorhanden.
● Das **Miniskop E-0104** ist ein tragbares, volltransistorisiertes Serviceoszilloskop.

Bandbreite	0...10 MHz
vertikaler Ablenkungskoeffizient	10 mV/Teil
Horizontalverstärker	
Bandbreite	0...500 kHz DC 10 Hz...500 kHz AC
Ablenkkoeffizient	1 V/Teil
Eingangswiderstand	100 kΩ||47 pF
Vertikalverstärker	
Bandbreite	0...10 MHz DC 10 Hz...10 MHz AC
Ablenkkoeffizient	10 mV/Teil bis 20 V/Teil
Eingangswiderstand	1 MΩ||47 pF
Bildschirm	80 mm × 40 mm

● Das **Industrie-Thermometer N 2901** ist mit Thermistor-Fühler für Direktmessungen von —20...+200 °C bei einer Meßgenauigkeit von 2 % für alle praktisch vorkommenden Temperaturmessungen geeignet. Es hat eigene Stromversorgung und ist somit mobil einsetzbar.
● Das **Ultraschall-Materialprüfgerät Betonoskop N 2703** eignet sich für Schalluntersuchungen in heterogenen Materialien wie Beton, Erdsteine, Kunststoffe usw.

Meßbreite	0...5 000 μs
Meßfehler	0,5 % $\pm$ 1 digit
Auflösung	0,1 μs
Frequenzbreite	50 kHz, 100 kHz, axial und radial polarisierte Geber.

[1] VEB Maschinenbauhandel Berlin
FA Elektronische Meßgeräte
1157 Berlin, Blockdammweg 60–64
[2] VEB Maschinenbauhandel Dresden
FA Elektrische Meßgeräte
8021 Dresden, Bärensteiner Str. 23–25



Poziční čísla součástí:
- v obvodech levého kanálu (L) ..... od č. 100
- v obvodech pravého kanálu (R) ..... od č. 200
- ve společných obvodech ..... od č. 1

Bestandteile-Positionsnummern:
- in den Kreisen des linken Kanals (L) .. ab Nr. 100
- in den Kreisen des rechten Kanals (R) .. ab Nr. 200
- in den gemeinsamen Kreisen ..... ab Nr. 1

Alkatrészpoziciók száma:
- a baloldali csatorna áramköreiben (L) .. a 100 sz.-tól
- a jobboldali csatorna áramköreiben (R) .. a 200 sz.-tól
- a közös áramkörökben ..... az 1 sz.-tól

Z – přepínač SNÍMÁNÍ/ZÁZNAM - kontakty kresleny v poloze SNÍMÁNÍ
WIEDERGABE/AUFNAHME-Umschalter - Kontakte in Stellung WIEDERGABE gezeichnet
FELVÉTEL/FELJEGYZÉS kapcsoló - az érintkezök a FELVÉTEL helyzetben vannak rajzolva

PS – přepínač stop (druhu provozu) - kreslen v poloze STEREO (◎)
Spurenwähler (Betriebsart) - gezeichnet in Stellung STEREO (◎)
sávváltó (üzemelési módra) - SZTEREO (◎) helyzetben rajzolva

R – vypínač vestavěného reproduktoru
Abschalter des eingebauten Lautsprechers
beépitett reproduktor kapcsolója

A_L A_P – obvody snímacích/záznamových zesilovačů
Kreise der Wiedergabe/Aufnahme-Verstärker
felvevö/feljegyzö erösitö áramkörei

B_L B_P – obvody výkonových zesilovačů
Leistungsverstärkerkreise
teljesitményi erösitök áramkörei

C – obvody oscilátoru
Oszillatorkreise
oscillátor áramkörei

D – obvody koncového zastavování
Bandendabschaltungskreise
végleállitás áramkörei

E_L E_P – obvody měřičů úrovně
Aussteuerungsanzeigerkreise
szintmérök áramkörei

F – usměrňovací a filtrační obvody napájecí části
Gleichrichter- und Siebkreise der Stromversorgung
tápegység egyenirányitó és szürö áramkörei

KV – kontakty koncového zastavování posuvu pásku
Bandendabschaltung-Kontakte
a szallagjárat végleállitásának érintkezöi

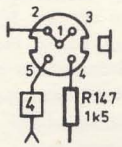
SV_R SV_L – kontakty pérového svazku (rozpínají při funkci SNÍMÁNÍ nebo ZÁZNAM) - kresleny v klidové poloze
Federsatzkontakte (geöffnet bei WIEDERGABE oder AUFNAHME) - gezeichnet in der Ruhestellung
a rugós köteg érintkezöi (szétkapcsolnak a FELVÉTEL vagy FELJEGYZÉS menetben) - nyugalmi helyzetben rajzolva

R106,R206 – regulace záznamové úrovně
Aufnahmepegelregelung
feljegyzési szint szabályozása

R135,R235 – regulace hlasitosti
Lautstärkeregelung
hangerösség szabályozása

R137,R237 – korekce hlubokých tónu
Tiefenregler
mély hangok korrekciója

R141,R241 – korekce vysokých tónu
Höhenregler
megas hangok korrekciója



Provedení sluchátkového výstupu u výrobní serie pro NDR

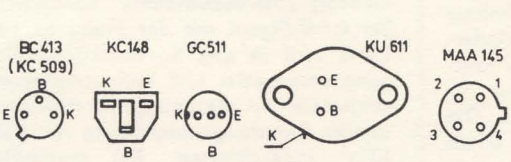
Ausführung des Kopfhörer-Ausganges bei der Herstellungsserie für die DDR

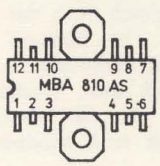
U= (V)			
+C1	23,2	K_{T102} (T202)	8,9
+C3	31,7	3_{IO101} (IO201)	5
+C4	15	4_{IO101} (IO201)	2,4
+C20	➔ 10,9	12_{IO102} (IO202)	8
K_{T101} (T201)	1,9	E_{T21}	➔ 10,5

Průměrné hodnoty statických napětí, měřených bez signálu proti kostře voltmetrem o vnitřním odporu 50 kΩ/V. Hodnoty s označením ➔ měřeny při funkci ZÁZNAM.

Gleichspannungs-Mittelwerte - gemessen ohne Signal gegen Masse mit Voltmeter 50 kΩ/V Innenwiderstand. Die mit ➔ bezeichneten Werte gemessen bei AUFNAHME.

Statikus ellenállások átlagértékei, 50 kΩ/V belsö ellenállású voltmérövel földelésre, jelzés mélkül. ➔ jelzésü értékek a FELJEGYZÉS menetnél mérve.





⊣⊢		⏀	
330 .... 330 pF	1 ..... 1 Ω		0,125 W
4k7 ... 4700 pF	4j7 .... 4,7 Ω		0,5 W
M15 ... 0,15 µF	4k7 ... 4,7 kΩ		2 W
10M ..... 10 µF	68k .... 68 kΩ		6 W
G5 ..... 500 µF	M1 .... 0,1 MΩ		
1G .... 1000 µF	1M5 ... 1,5 MΩ		

Bild 2b: Erläuterungen zu dem Schaltbild des Stereotonbandgerätes B 93 im Bild 2a auf Seite 234

Fortsetzung von Seite 233

Einstellung des Entzerrerverstärkers

Das Tonbandgerät ist auf „Stereoaufnahme" zu schalten. An die Rundfunkdiodenbuchse, Kontakt 1, ist der Generator anzuschließen und ein 1-kHz-Signal mit einer Spannung von 4 mV einzuspeisen. An den Punkt A_L wird ein Voltmeter angeschlossen und mit dem Potentiometer R_{109} eine Spannung von 1,5 V eingestellt.

Das Generatorsignal ist um 20 dB herabzusetzen und die Anhebung bei 16 kHz zu kontrollieren. Eventuell ist sie mit dem Trimmerpotentiometer R_{125} nachzustellen. Es ist auf größten Ausschlag des Aussteuerungsindikators einzustellen.

Die Kontrolle des Kanals R erfolgt analog.

Einstellung der Vormagnetisierung

Das Tonbandgerät ist auf „Stereoaufnahme" zu schalten und der Tongenerator über einen Spannungsteiler 100 kΩ/100 Ω an die Rundfunkdiodenbuchse, Kontakt 1, anzuschließen. Es wird ein 1-kHz-Signal von solcher Höhe eingespeist, daß am besagten Kontakt 1 eine Spannung von 4 mV entsteht. Am Punkt A_L ist ein NF-Millivoltmeter anzuschließen. Mit dem Aufnahmepegelsteller R_{109} wird die Spannung am Punkt A_L auf 1,5 V eingestellt. Der Pegel des Eingangssignals wird um 20 dB herabgesetzt. Ein 1-kHz- und ein 8-kHz-Signal werden auf ein Meßband aufgenommen.

Das Tonbandgerät ist auf „Stereowiedergabe" zu schalten.

Beim Abspielen der beiden Meßtöne ist die Ausgangsspannung am Meßpunkt A_L zu messen. Wenn die Differenz der beiden Wiedergabespannungen die Toleranz von $\pm$ 0,5 dB überschreitet, ist die Vormagnetisierung mit R_{149} nachzustellen. Ist die Spannung bei f = 8 kHz niedriger als bei f = 1 kHz, dann muß der Widerstandswert des Potentiometers erhöht werden und umgekehrt. Für beide Frequenzen ist der gleiche Wiedergabepegel anzustreben.

Der rechte Kanal ist analog einzustellen.

Einstellung des Aufnahmestromes, Kontrolle der Verstärkung

Das Tonbandgerät ist auf „Stereoaufnahme" zu schalten. Erst wird der Kanal L und dann der Kanal R eingestellt. Der Tongenerator ist über den Spannungsteiler 100 kΩ/100 Ω an die Rundfunkbuchse, Kontakte 1 und 4, anzu-

schließen. Die 333-Hz-Eingangsspannung ist so einzustellen, daß an den genannten Kontakten eine Spannung von 4 mV entsteht. Mit dem Steller R_{109} ist am Meßpunkt A_L eine Spannung von 1,5 V einzustellen. Dieses Signal wird auf Meßband aufgenommen.

Beim Abspielen dieser Tonaufnahme ist der Klirrkoeffizient K 3 zu messen. Der Klirrfaktormesser wird am Meßpunkt A_L angeschlossen. Der Klirrkoeffizient muß 4...4,7 % betragen. Abweichungen von diesen Werten sind durch angemessenes Nachstellen von R_{109} zu korrigieren. Danach erfolgt die Einstellung des rechten Kanals. Der Spannungsunterschied des Aufnahmesignals an den Meßpunkten A_L und A_R muß kleiner als 2 dB sein. Anderenfalls ist der Abgleich zu wiederholen. Bei richtigen Werten sind die Indikatorzeiger IN_{101} und IN_{201} mit Hilfe der Potentiometer R_{142}, R_{242} auf den Anfang des roten Skalenfeldes einzustellen.

Das Tonbandgerät ist auf „Stereoaufnahme" umzuschalten. Der Tongenerator ist über den Spannungsteiler 100 kΩ/100 Ω an den Rundfunkeingang, Kontakte 1 und 4, anzuschließen, so daß am Eingang eine Spannung von 4 mV entsteht. Mit den Stellern R_{109}, R_{209} sind die Zeigerausschläge der Indikatoren IN_{101} und IN_{201} auf den Anfang des roten Skalenfeldes einzustellen und eine Stereoaufnahme anzufertigen. Beim Abspielen dieser Aufnahme muß an den Meßpunkten A_L, A_R eine Spannung zwischen 1,4 V und 1,7 V meßbar sein.

Einstellung des Frequenzganges

An den Eingang des Tonbandgerätes wird eine Signalquelle und an den Meßpunkt A_L (A_R) ein Spannungsanzeiger geschaltet. Das Tonbandgerät ist auf „Stereoaufnahme" zu schalten. Das Frequenzband von 50 Hz...15 kHz ist auf Meßband aufzunehmen. Bei einem Nennpegel von 4 mV und $f = 1$ kHz sind mit den Stellern R_{109}, R_{209} die Skalenzeiger auf den Anfang der roten Skalenfelder einzustellen. Danach ist der Eingangspegel um 26 dB zu senken und konstant zu halten.

Beim Abspielen der Aufzeichnung wird der Frequenzgang kontrolliert. Eventuell ist mit den Potentiometern R_{125}, R_{225} der Aufnahmefrequenzgang so zu korrigieren, daß auf beiden Kanälen ein geradliniger Frequenzgang über Band erreicht wird. Der Frequenzgang muß im Toleranzfeld von Bild 1 liegen.

Kontrolle des Störspannungsabstandes, des Störgeräuschspannungsabstandes im Wiedergabekanal bei Bandstillstand und des Löschens

Bandlaufzone und Tonband werden entmagnetisiert. Das Tonbandgerät wird auf „Stereoaufnahme" geschaltet. Ein 1-kHz/4-mV-Signal wird in die Diodenbuchse für Rundfunkempfänger eingespeist. Mit den Stellern R_{109}, R_{209} sind die Indikatorzeiger an den Anfang der roten Skalenfelder einzustellen. Nach einer wählbaren Zeit der Aufzeichnung wird das Eingangssignal abgeschaltet und das Gerät noch eine Weile in Aufnahmestellung belassen. Danach ist das Tonbandgerät auf „Wiedergabe" umzuschalten. Die Signalspannung am Meßpunkt $A_L(A_R)$ ist zu messen und mit der bei gedrückter Stopptaste (keine Bandbewegung) an diesem Meßpunkt anliegenden Störspannung ins Verhältnis zu setzen. Der Störspannungsabstand muß mindestens 44 dB betragen.

Wird das Millivoltmeter über ein Frequenzbewertungsfilter angeschlossen, dann erhält man den Störgeräuschspannungsabstand. Er soll mindestens 50 dB betragen.

Zum Messen der Löschdämpfung wird ein Teil der Aufnahme des 1-kHz-Signals gelöscht, indem das Tonbandgerät auf „Aufnahme" umgeschaltet, R_{109} (R_{209}) auf Null gestellt und das Eingangssignal ausgeschaltet wird. Diese Messung ist gleich nach der Aufnahme durchzuführen. In Stellung „Wiedergabe" wird das Verhältnis von der Restspannung nach dem Löschen zur Signalspannung in dB berechnet. Die Löschdämpfung muß mindestens 65 dB betragen.

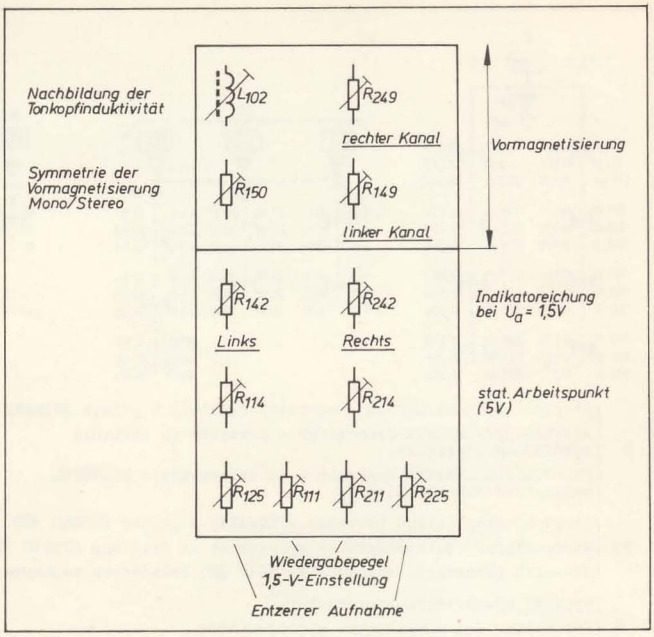
Bei unzureichender Löschdämpfung müssen die Oszillatorspannung und die richtige Einstellung des Löschkopfes kontrolliert werden ($U_L = 42$ V). Die o. a. Messungen sind auf beiden Kanälen bei Stereo- und Monobetrieb durchzuführen.

Beim Wiedergeben des 1-kHz-Signals mit maximaler Lautstärke (eingestellt mit R_{135} und R_{235}) müssen die Spannungen an den Belastungswiderständen der Endstufen von 4 Ω mindestens 4 V betragen. Die Ausgangsleistung beträgt dann 4 W.

Kontrolle der Eingangsbuchsen

Das Tonbandgerät ist auf „Stereoaufnahme" zu schalten. Das 1-kHz-Signal mit Nennpegel 4 mV wird nacheinander in die Eingangsbuchsen für Mikrofon, Plattenspieler und Rundfunkempfänger eingespeist. Mit dem Pegelsteller R_{109} (R_{209}) ist die Möglichkeit einer ungestörten Pegeleinstellung zu kontrollieren.

Bild 3:
Lage der Einsteller auf der Verstärkerleiterplatte



Orientierungswerte für die Eingangsempfindlichkeiten:

	Rundfunkempfänger	Plattenspieler	Mikrofon
Maximalwert	700 µV	130 mV	400 µV
Nennwert	4 mV	200 mV	1 mV

Als Empfindlichkeit gilt die 1-kHz-Eingangsspannung, die am Meßpunkt A_I (A_R) eine Spannung von 1,5 V erzeugt. Der Indikator zeigt Vollaussteuerung an.

Kontrolle der Leistungsaufnahme

Die Leistungsaufnahme wird in der Betriebsart „Stereoaufnahme" kontrolliert. Ein 4-mV-Signal mit der Frequenz von 1 kHz wird in den Rundfunkgeräteeingang eingespeist und Vollaussteuerung eingestellt. An die Lautsprecherbuchsen werden Belastungswiderstände von 4 Ω/10 W angeschlossen. Bei maximaler Lautstärke beträgt die Leistungsaufnahme des Tonbandgerätes maximal 75 W.

✶

Oben im Bild noch eine kleine Ergänzung zum B 93, die uns Herr Helmut Radtke aus Binz übersandte. Bild 3 zeigt die Lage der Einsteller auf der Verstärkerleiterplatte. Der Serviceanleitung ist sie zwar zu entnehmen, aber nur wenige besitzen ja eine.

TV-Wobbler mit Oszillograf

Baujahr 78, Typ Tr-0813 m, komplettes Zubehör, für 3000,– M zu verkaufen.

D. Strobeli
9505 Cainsdorf, Damaschkestr. 23,
Tel. Zwickau 71397

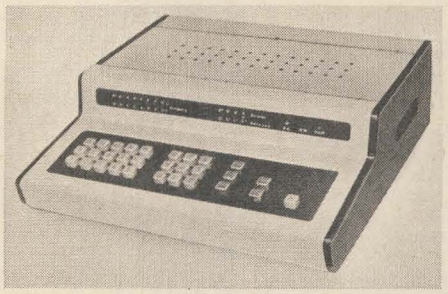
Gerätegruppe 19

Digitalmultimeter V–543

Meratronik, Volksrepublik Polen

Dipl.-Ing. KLAUS ECKERT

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt



Werkfoto

Anwendung

Das Digitalmultimeter V-543 ist ein Erzeugnis von Meratronik Warszawa und wird als Importgerät zur Lösung entsprechender Meßaufgaben in der DDR eingesetzt. Es dient der schnellen und genauen Messung von

- Gleichspannungen (10 μV...1 000 V)
- Wechselspannungen (10 μV...1 000 V)
- Widerständen (0,1 Ω...10 MΩ)

Die Eingangsklemmen des Multimeters sind vom Gehäuse isoliert. Dadurch werden Gleichspannungsmessungen von Quellen mit Potential, das vom Erdungspotential abweicht, ermöglicht.
Das Prinzip der doppelten Integration und die Anwendung der Schutzschirmtechnik (Guard-Technik) ermöglichen die genaue Messung kleiner Spannungen und die Spannungsmessung in gestörter Umgebung.
Bei der Wechselspannungsmessung wird der Effektivwert von Sinusspannungen angezeigt, sofern der Klirrfaktor nicht größer als 5 % ist.
Das Meßergebnis wird fünfstellig mit Nixi-Digitalröhren (Ziffernhöhe 30 mm) und einer Vorzeichenröhre dargestellt. Der Meßvorgang kann zyklisch wiederholend, handgesteuert und fernbedient gestartet werden. Bei einer Meßbereichsüberschreitung werden die vier letzten Ziffern gelöscht.
Die elektrischen Parameter und die mechanische Konstruktion schaffen vielfältige Möglichkeiten der Anwendung in Labors, in Werkstätten sowie im industriellen Einsatz. Das Gerät ist fast ausschließlich mit monolithisch integrierten Schaltungen aufgebaut und hat somit eine hohe Zuverlässigkeit, kleine Abmessungen und niedrige Leistungsaufnahme. Damit stellt es ein rationelles Hilfsmittel für viele Meßaufgaben dar.
Das Digitalmultimeter V-543 kann sowohl als Einzelgerät als auch als Peripheriegerät eines Datenerfassungssystems oder im System einer automatischen Steuerung und Regelung eingesetzt werden. Die realisierte kodierte Informationsausgabe des problemlos als Einzelgerät nutzbaren Erzeugnisses ermöglicht weiterhin unter Beachtung der vom SI 1.2 abweichenden Schnittstellenbedingungen den Anschluß von Erzeugnissen zur Meßwertausgabe, z. B. Meßwertdruckern o. ä.
Der vom Hersteller nicht vorgesehene Anschluß von meßwertausgebenden Erzeugnissen des ESDM 31 (VEB Funkwerk Erfurt) ist prinzipiell möglich, erfordert jedoch Anpassungsmaßnahmen. Somit können prinzipiell nach Herstellung der Paßfähigkeit mit unterschiedlichem Aufwand unterschiedliche Kompatibilitätsgrade erreicht werden und diese Erzeugnisse auch in kleineren digitalen Meßplätzen zum Einsatz kommen. Das DMM V-543 ist durch seine Universalität und mit seinem technischen Leistungsvermögen für Anwendergruppen des DVM G-1212.500 aus dem ESDM 31 mit geringeren metrologischen Erfordernissen geeignet.

Aufbau und Wirkungsweise

Die Messung von Gleichspannungen erfolgt nach dem Prinzip der Umwandlung des gemessenen Spannungswertes in einen Zeitintervallwert und der digitalen Messung dieses Zeitintervalls. Die Umwandlung geschieht in einem Zyklus, der sich aus drei Phasen zusammensetzt:

1. Integrationsnullung
   Die Spannung des Ausgangs wird vor Beginn der Messung bei einer um einige Größenordnungen verkleinerten Integrationszeitkonstante integriert (Nullungsphase).
2. Integrationsphase 1
   Die Meßspannung wird bei vergrößerter Integrationszeitkonstante integriert.
3. Integrationsphase 2
   Die Bezugsspannung wird integriert.

Die Meßspannungsintegration (Integrationsphase 1) liefert das Ergebnis

$$U_{TN} = \int_0^{T_N} U_m dt = A U_m T_N \qquad (1)$$

U_{TN} = Ausgangsspannung der Integrationsschaltung nach der Zeit T_N
T_N = 10 000 Perioden des Bezugsgenerators
U_m = Meßspannung

In der Integrationsphase 2 wird an den Eingang der Integrationsschaltung die Bezugsspannung U_N mit entgegengesetzter Polarität (bezogen auf die Meßspannung) gelegt. Die Zeit, in der das Integrationsergebnis auf Null reduziert wird (T_m), wird bei Verwendung desselben Bezugsgenerators mit einer Impulszahlmessung erfaßt:

$$U_{TN} + \int_{T_N}^{T_N+T_m} |-U_N| dt = 0 \qquad (2)$$

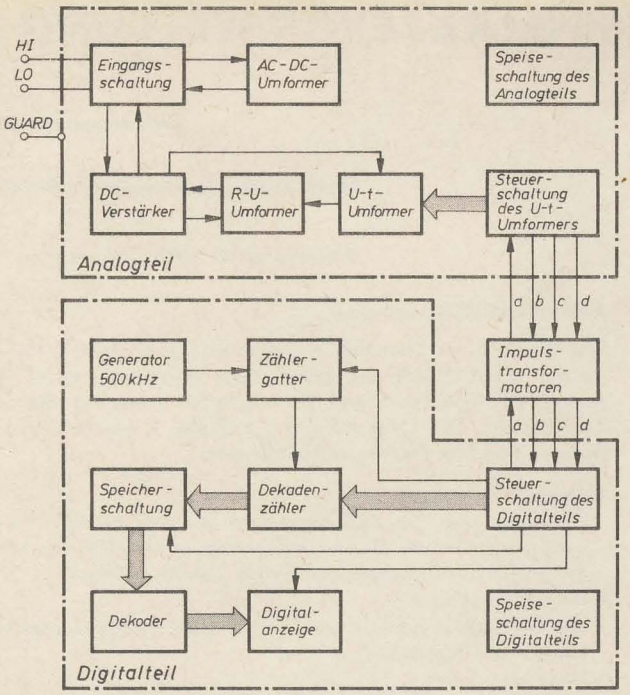
Nach Einsetzen von Gl. (1) in Gl. (2) und entsprechendes Umformen erhält man

$$T_m = T_N \frac{U_m}{U_N} \qquad (3)$$

Das Meßergebnis N_m (gemessene Impulszahl während der Meßphase 2) ergibt sich zu

$$N_m \sim \frac{U_m}{U_N} \qquad (4)$$

Das Meßergebnis ist wie bei anderen digitalen Spannungsmessern nach dem Doppelintegrationsverfahren von Änderungen der Zeitkonstante der Integrationsschaltung und von der Bezugsgeneratorfrequenz unabhängig.
Während der Integration der zu messenden Spannung wird der Mittelwert der auftretenden Störspannungen gebildet, und somit ist bei der Messung von Gleichspannungen eine geringe Empfindlichkeit des Voltmeters gegenüber auftretenden Stör- und Rauschspannungen gewährleistet.
Der AC-DC-Wandler wirkt wie ein Operationsdetektor. Der Wandler hat eine entzerrte Umwandlungskennlinie, und seine Ausgangsspannung ist dem Effektivwert der gemessenen Spannung proportional. Er setzt sich aus einem breitbandigen Verstärker, einem Operationsgleichrichter, einer Entzerrungsschaltung für die Umwandlungskennlinie und einem Integrationsfilter zusammen.
Die Widerstandsmessung beruht auf der Messung des Spannungsabfalls U_x über den zu messenden Widerstand R_x, der an eine Konstantstromquelle angeschlossen wird. Die Zusammenschaltung der Operationsverstärker und des Eingangsverstärkers bildet eine stabile Stromquelle. Die kon-



Blockschaltbild
a: Beginn der ersten Integrationsphase; b: Ende der ersten Integrationsphase; c: Ende der Messung; d: Polarität

stante Stromausbeute dieser Quelle wird durch eine Summation der Bezugsspannung U_p und der Spannung U_x im Operationsverstärker erreicht. Die Änderung der Stromausbeute der Quelle ermöglicht das Einschalten von Teilmeßbereichen.

Das Blockschaltbild zeigt die einzelnen Funktionsgruppen des Gerätes. Der Analogteil besteht aus der Eingangsschaltung, dem DC-Verstärker, den Umformern für R/U, U/t, AC/DC, der Steuerschaltung des U/t-Umformers und der Speiseschaltung für den Analogteil. Die Steuerschaltung ist über einen vierkanaligen Informationsaustauschweg mit dem Digitalteil gekoppelt. Die Steuerschaltung und der Digitalteil müssen genau synchronisiert werden. Über die Kanäle a und b werden Informationen über Beginn und Ende der ersten Integrationsphase ausgetauscht. Über den Kanal c wird an den Digitalteil eine Information über das Ende der zweiten Integrationsphase gegeben. Die Information über die Polarität läuft über Kanal d.

Die Steuerschaltung ist durch eine entsprechende Gegenkopplungsschleife gegen ein Auftreten von unrichtigen Zuständen (z. B. willkürliche Einschaltzustände, falsche Zustände durch Funktionsstörungen im Digitalteil) gesichert worden. Schaltungstechnisch wurde erreicht, daß auch bei Übersteuerung der Start für den nächsten Zyklus gesperrt wird.

Der Digitalteil besteht aus den Funktionsgruppen 500-kHz-Generator, Zähler-Gatter, Dekaden-Zähler, Speicherschaltung, Dekoder, Digitalanzeige, Steuerschaltung und Speiseschaltung des Digitalteils. Die Steuerschaltung des Digitalteils enthält die Teilfunktionsgruppen Netzsignalumformer, Abtaststeuerung, Polarisationsschaltung, Zählergattersteuerung, Anzeigelöschung und Meßbereichsüberschreitungsmeldung und bestimmt den Arbeitszyklus des Multimeters.

Das im 8-4-2-1-Kode (TTL-Pegel) in der Speicherschaltung vorhandene Meßergebnis wird zum Dekoder und an die für den Anschluß eines externen Registriergerätes oder eines anderen Systems bestimmte Ausgangsbuchse geliefert. Die Zusatzinformationen werden in Form von festgelegten Pegelzuordnungen (1/0) auf drei Kontakten bzw. auf einem Kontakt ausgegeben. So werden zur Ausgabe des jeweiligen Teilbereiches drei Kontakte (A, B, C) mit 1 oder 0 entsprechend der vorgesehenen Kodierung belegt.

Über eine Zusatzlogik lassen sich daraus äquivalent zu den ESDM-31-Erzeugnissen die Informationen über den Multiplikationsfaktor, die Maßeinheit und den Dezimalpunkt ableiten. Informationen über Vorzeichen und Meßbereichsüberschreitungen werden z. B. durch 1-0-Belegung nur eines Kontaktes ausgegeben.

Technische Kennwerte

Gleichspannungsmessungen	
Meßbereich	10 µV...1 000 V
Teilbereiche	10 µV...100 mV 100 µV...1 V 1 mV...10 V 10 mV...100 V 100 mV...1 000 V
zulässige Überschreitung eines Teilbereiches	≦ 20 %
Auflösung	1 aus 11 999
max. Empfindlichkeit	1 digit/10 µV
Fehlergrenzen	± 0,05 % v. M. ± 0,01 % v. E.
Meßzeit	60 ms
Eingangswiderstand	
in den Bereichen 100 mV, 1 V	10 GΩ
in den Bereichen 10 V, 100 V, 1 000 V	10 MΩ
Eingang	isoliert gegen Gehäuse und GUARD
max. zulässige Eingangsspannung	
in den Bereichen 100 mV, 1 V	120 V
in den Bereichen 10 V, 100 V, 1 000 V	1 500 V
Isolation zwischen LO und GUARD:	
Isolationswiderstand	500 MΩ
max. zulässige Spannung ($U_{=}$ oder $U_{\sim}$)	500 V
Isolation zwischen GUARD und Gehäuse:	
Isolationswiderstand	500 MΩ
max. zulässige Spannung ($U_{=}$ oder $U_{\sim}$)	250 V
Gleichtaktunterdrückung (CMR)	140 dB
Serientaktunterdrückung (SMR)	
ohne Filter	60 dB
mit Filter	90 dB
Wechselspannungsmessung	
Meßbereich	10 µV...1 000 V
Teilbereiche	10 µV...100 mV 100 µV...1 V 1 mV...10 V 10 mV...100 V 100 mV...1 000 V
Fehlergrenzen	
im Frequenzbereich 40 Hz...10 kHz	± 0,05 % v. M. ± 0,05 % v. E.
in den Bereichen 20...40 Hz und 10...20 kHz	± 0,1 % v. M. ± 0,05 % v. E.
Eingangsimpedanz	
in den Bereichen 100 mV, 1 V	10 MΩ || 80 pF
in den Bereichen 10 V, 100 V, 1 000 V	1 MΩ || 80 pF
Anzeigeeinstellzeit	
für Spannungen mit f ≧ 200 Hz (ohne Filter)	2 s
für Spannungen mit f < 200 Hz (mit Filter)	5 s
max. zulässige Eingangsspannung	
in den Bereichen 100 mV, 1 V	220 V
in den Bereichen 10 V, 100 V, 1 000 V	1 500 V
Widerstandsmessung	
Meßbereich	0,1 Ω...10 MΩ
Teilbereiche	0,1 Ω...1 kΩ 1 Ω...10 kΩ 10 Ω...100 kΩ 100 Ω...1 MΩ 1 kΩ...10 MΩ
Fehlergrenzen	
in den Teilbereichen 0,1 Ω...1 MΩ	± 0,05 % v. M. ± 0,01 % v. E.
im Bereich 1 kΩ...10 MΩ	± 0,1 % v. M. ± 0,01 % v. E.
Allgemeine Kennwerte	
Meßwertanzeige	5 Ziffern, mit Vorzeichenindikator der gemessenen Gleichspannung und ~-Zeichen für Wechselspannung Ziffernhöhe 30 mm max. Anzeige 11 999
Anzeige der Gleichspannungspolarität	automatisch
Wahl der Meßart und der Teilbereiche	von Hand
Start des Meßablaufes	von Hand, automatisch oder fernbedient
Wiederholungszeit der Ablesung	
bei ungedrückter Taste SLOW/FAST	120 ms ± 40 %
bei gedrückter Taste SLOW/FAST	2 s ± 40 %
Digitalausgang für Meßwert	BCD-Kode (8-4-2-1), TTL
Steuersignale	B0, B1, M2 nach ISPI, TTL-Standard
Leistungsaufnahme	25 VA
Netzversorgungsspannung	220 V ± 10 % oder 120 V ± 10 %, 50 Hz
Arbeitstemperaturbereich	0...50 °C
Gehäuse	freistehend, angepaßt zum Einbau in ein Gestell von 480 mm
Außenabmessungen	Breite 220 mm Höhe 128 mm Länge 308 mm
Masse	10 kg

Artefaktausblendung mit Vielkanalanalysator NTA-1024 durch Pufferspeicherung

Dipl.-Phys. HERBERT GOBSCH und
Dr.-Ing. GEORG TIETZE

Mitteilung aus der Hals-Nasen-Ohrenklinik der Medizinischen Akademie Erfurt

Die Signal-Averaging-Technik führt in der Meßtechnik für stochastisch gestörte repetierende Signale zu einer entscheidenden Verbesserung des Signal-Störverhältnisses. Durch einzelne Störsignale, die die Stationärität des zur Mittelung kommenden Analogsignals beeinträchtigen, wird auch die Wirksamkeit der Averaging-Methode eingeschränkt. Für den in der DDR vielfältig eingesetzten Vielkanalanalysator NTA-1024 aus der UVR wird eine Zusatzeinrichtung beschrieben, die eine automatische Ausblendung von Signalabschnitten mit Amplitudenstörungen aus dem Mittelungsprozeß erlaubt. Dazu wird ein Teil des im NTA vorhandenen Speichers als Pufferspeicher betrieben, und jeder erfaßte Signalabschnitt wird nur dann in den Akkumulationsspeicher übertragen, wenn er einen eingestellten Amplitudengrenzwert nicht überschreitet. Damit erhält man eine effektive Verbesserung des einfachen Averaging-Verfahrens.

Für das Auffinden von schwachen Signalen in einem wesentlich stärkeren Störsignal wird sehr erfolgreich die Signal-Mittelungstechnik eingesetzt. Diese auch als Signal-Averaging bezeichnete Methode läßt sich dann anwenden, wenn

- das Nutzsignal s(t) wiederholt zu einem bekannten Zeitpunkt im Störsignal r(t) auftritt (kohärentes repetierendes Signal)
- das überlagerte Störsignal r(t) inkohärent zum Nutzsignal ist.

Beschreibungen der Methode sind in [1] [2] [3] enthalten. Der Einsatz des Signal-Averaging erstreckt sich von der Schwingungsanalyse über die hochauflösende Spektroskopie [2], die Seismologie und die Radartechnik bis zur Analyse biologischer Antwortfunktionen zur objektiven Ermittlung von Sinnesfunktionen [4] [5] [6].

Gerade für die letztgenannte Anwendung wird das Averaging-Verfahren seit Jahren u. a. auch an Hals-Nasen-Ohrenkliniken der Universitäten und Medizinischen Akademien der DDR zur objektiven Audiometrie, der objektiven Funktionsprüfung des Hörorgans, genutzt [4] [5] [7] [8].

Unter der Voraussetzung, daß das überlagerte Störsignal eine Gaußsche Amplitudenverteilung (Normalverteilung) besitzt und den Bedingungen für ein stationäres Signal genügt, wird durch die Signalmittelung bei n-facher Akkumulation eine $\sqrt{n}$-fache Verbesserung für das Signal-Störverhältnis erreicht. Bei der praktischen Anwendung des Verfahrens sind aber die erforderlichen Voraussetzungen nicht immer erfüllt. Dies ist auch häufig in der objektiven Audiometrie der Fall, bei der die sogenannten akustisch evozierten Potentiale (AEP) als gesuchte Antwortsignale auf einen Hörreiz (z. B. kurzer Prüfton) aus dem von der Kopfoberfläche ableitbaren Elektroenzephalogramm (EEG) ermittelt werden. Das EEG stellt dabei das Störsignal dar. Bei Abweichung de EEG von einer Gaußschen Normalverteilung werden geringere Verbesserungen des Signal-Störverhältnisses erzielt, wodurch eine ausreichend sichere Erkennung des gesuchten Antwortsignals sehr erschwert und bei größeren Störungen auch unmöglich wird. Die häufigsten Störungen sind die sogenannten Amplitudenartefakte auf Grund von plötzlich auftretenden einzelnen oder mehrfachen, besonders großen Spannungsamplituden, die aus dem sonst stationären EEG herausragen. Ursache dafür sind meistens Muskelpotentiale und/oder kleine Veränderungen der räumlichen Konstellation der Ableitelektroden sowie der Zuleitungen zum hochempfindlichen Eingang des EEG-Verstärkers infolge von Bewegungen des Patienten.

Zur Verringerung des Einflusses derartig starker Amplitudenartefakte auf den Mittelungsprozeß sind verschiedene Methoden vorgeschlagen und angewandt worden [7] [9] [10] [11], die sich folgendermaßen einteilen lassen:

1. Einschalten eines Amplitudenbegrenzers in den analogen Signalweg
2. Trennung des Analogsignals vom Averager zum Zeitpunkt einer im Wert vorgewählten Amplitudenüberschreitung (Nullschaltung)
3. Unterbrechung des Mittelungsvorganges beim Auftreten von Amplitudenüberschreitungen
4. vollständiges Ausblenden aller gestörten Abschnitte des Analogsignals von der Mittelung durch Anwendung einer Zwischen- oder Pufferspeicherung.

Eine einwandfreie Lösung des Problems der Ausblendung von Artefakten ist allein durch die unter 4. genannte Methode der Pufferspeicherung möglich, bei der nur artefaktfreie Signalabsbchnitte der Mittelung zugeführt werden. Gestörte Abschnitte werden, in Abhängigkeit von einem jeweils festgelegten Kriterium bei entsprechender technischer Realisierung, nicht in die Signalmittelung einbezogen.

Soll die Signalmittelung in dieser Weise ablaufen, dann ist vor der Übernahme jedes Signalabschnittes, der für die Mittelung vorgesehen ist, eine Prüfung nach dem festgelegten Bewertungskriterium erforderlich. Deshalb ist vor der Speicherung zur Akkumulation eine Zwischenspeicherung mit Hilfe eines Pufferspeichers notwendig.

Eine Möglichkeit dazu besteht darin, alle für die Mittelung vorgesehenen Signalabschnitte auf einem Analogmagnetbandgerät zwischenzuspeichern und danach im Off-line-Betrieb mit subjektiver Beurteilung über ein Sichtgerät zu entscheiden, welche Abschnitte dem Averager zugeführt werden. Dieses Verfahren ist sehr zeitaufwendig und subjektiven Einflüssen unterworfen. Deshalb wurden Methoden zur Pufferspeicherung herangezogen, die eine automatische Ausblendung gestörter Signalabschnitte im On-line-Betrieb erlauben. In [11] wurde dazu eine aktive analoge Verzögerungsleitung für das Signal zur kurzzeitigen Zwischenspeicherung eingesetzt.

Bei modernen Geräten ist eine Möglichkeit der digitalen Pufferspeicherung mit automatischer Bewertung der einzelnen Signalabschnitte im On-line-Betrieb Bestandteil der Meßeinrichtung. Bei den in der DDR sehr häufig eingesetzten Vielkanalanalysatoren NTA-512 B und NTA-1024 von EMG Budapest ist die Pufferspeicherung nicht vorgesehen. Aus diesem Grunde wurden an der HNO-Klinik der Medizinischen Akademie Erfurt im Rahmen von zwei Neuerervereinbarungen Zusatzeinrichtungen für die genannten Rechner entwickelt, die die digitale Pufferspeicherung im On-line-Betrieb mit automatischer Amplitudenkontrolle und Elimination aller mit Amplitudenartefakten behafteten Signalabschnitte ermöglichen [12] [13].

Der NTA-1024 ist in TTL-Technik aufgebaut, und mit dem zugehörigen ADU werden Zykluszeiten von 5 μs für das Einlesen des Analogwertes je Adresse bei einer gesamten Speicherkapazität von 1 024 Adressen erreicht. Dadurch ist es auch möglich, verhältnismäßig schnelle Vorgänge mit diesem Rechner zu erfassen.

Im folgenden wird die für den NTA-1024 entwickelte Zusatzeinrichtung beschrieben, mit der Zeiten von etwa 37 ms für einen Zyklus (Einlesen in den Pufferspeicher mit gleichzeitiger Amplitudenkontrolle, Übertragen in den Akkumulationsspeicher oder Sperren der Übertragung, Löschen des Pufferspeichers, Bereitschaft für das Einlesen des folgenden Signalabschnittes) erreicht werden. Dadurch können im Pufferspeicherbetrieb bis zu 27 Signalabschnitte je Sekunde zur Mittelung gebracht werden.

Die sowohl für den NTA-512 B als auch für den NTA-1024 an der HNO-Klinik der Medizinischen Akademie Erfurt realisierten Zusatzeinrichtungen stellen auf Grund ihrer hohen Wirksamkeit eine sehr effektive Verbesserung der audiologischen Diagnostik mit akustisch evozierten Potentialen dar.

Automatische Artefaktausblendung durch Pufferspeicherung

Der Vielkanalanalysator NTA-1024 besitzt einen Speicher mit 1 024 Adressen, der sich in vier Speicherviertel zu je 256 Adressen unterteilen läßt. Davon wird das vierte Speicherviertel als Pufferspeicher verwen-

det, so daß die drei übrigen Viertel noch als Akkumulationsspeicher zur Verfügung stehen.

Das stark vereinfache Ablaufschema ist im Bild 1 dargestellt. Der zu erfassende Signalabschnitt (Ausschnitt aus dem EEG bei akustischer Stimulation) wird nach Analog-Digital-Umsetzung im Pufferspeicher (4. Speicherviertel) zwischengespeichert.

Gleichzeitig während des Einlesens des EEG-Abschnittes erfolgt dessen Amplitudenkontrolle ($A > A_{max}$?) mit der Entscheidung, ob eine Übernahme (Transfer) des Inhaltes des Pufferspeichers in den Akkumulationsspeicher erfolgen soll. In jedem Fall muß der Inhalt des Pufferspeichers vor dem erneuten Einlesen gelöscht werden. Dieser Zyklus wiederholt sich so oft, bis eine vorgewählte Anzahl N von Übertragungen in den Akkumulationsspeicher erfolgt ist. Alle zusätzlichen erforderlichen Operationen für das Meßverfahren erfolgen in der Zeit nach dem Einlesen des EEG-Abschnittes in den Pufferspeicher, d. h. in der Pause zwischen den einzelnen Meßzyklen.

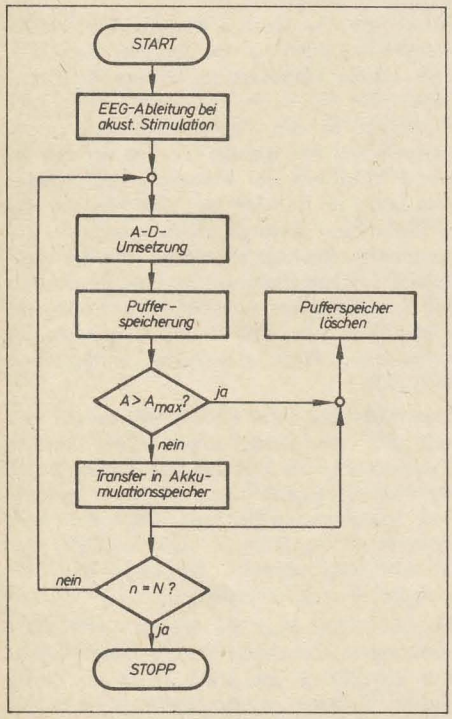


Bild 1: Vereinfachtes Ablaufschema der automatischen Artefaktausblendung durch Pufferspeicherung

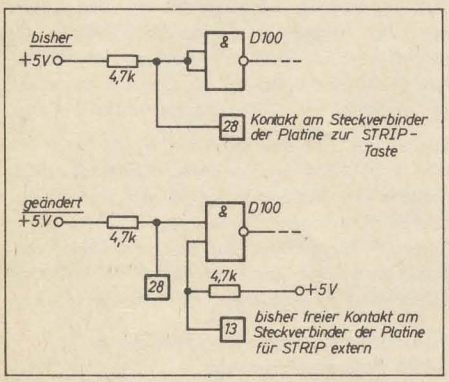


Bild 2: Änderung auf der Platine MOD (23) des NTA-1024 (3. Platine von rechts bei Frontansicht) zur externen Auslösung der STRIP-Funktion

Realisierung der externen Ansteuerung für die erforderlichen Operationen im NTA-1024

Für die Realisierung des vorgestellten Ablaufes ist es erforderlich, daß die Funktionen nach Tafel 1 im Rechner durch externe Signale ausgelöst werden können.

Die Überprüfung der vorhandenen externen Ansteuerungsmöglichkeiten des Rechners zeigte, daß lediglich die Funktion DIG. OSC. mit Hilfe eines Signals am Steckverbinder EXT. CONTROL (Kontakt A 3) auslösbar ist.

Die Funktionen STRIP und ZERO waren bisher nur mit Drucktaste auslösbar. In den Bildern 2 und 3 sind der ursprüngliche Zustand und die Schaltungsänderungen auf den Leiterplatten MOD und MEM zur Auslösung von STRIP- und ZERO-Funktion mit externen Signalen dargestellt. Es wurden jeweils die zusammengeschalteten Eingänge der Schaltkreise D 100 aufgetrennt, um durch die Änderung sowohl die ursprüngliche Funktion mit Taste und zusätzlich die Signalsteuerung zu ermöglichen. Da die Schaltungsunterlagen für den Rechner nicht zu erhalten waren, mußten die Leiterplatten und Bauelemente, ausgehend von den Drucktasten, aufgesucht werden. Es kann auch keine Bauelementenummer genannt werden, da diese auf den Leiterplatten nicht angegeben ist. Wesentlich zur Orientierung ist der jeweilige Steckverbinderkontakt der Leiterplatte.

Neben der STRIP-Funktion läßt sich die Datenübertragung von einem Speicherviertel in ein beliebiges anderes auch mit der Funktion TRANSFER realisieren. Da jedoch hierbei der ursprüngliche Inhalt des Speicherviertels, in welches die Übertragung erfolgt, gelöscht wird, ist diese Funktion für die vorliegende Aufgabe nicht anwendbar.

Die Funktionen STRIP und ZERO beziehen sich immer auf alle jeweils auf dem Display dargestellten Speicherviertel. Da entsprechend Bild 1 bei Vorliegen eines artefaktfreien Signalabschnittes die Übertragung vom Pufferspeicherviertel (4. Speicherviertel) in eines der Speicherviertel 1, 2 oder 3 erfolgen soll, müssen das Speicherviertel 4 und eines der Speicherviertel 1, 2 oder 3 bei dieser Funktion dargestellt werden. Bei dem anschließend erforderlichen Löschvorgang (ZERO) für das 4. Speicherviertel darf dann nur dieses dargestellt sein.

Für den Ablauf der Speicherumschaltung wurde folgende Lösung erarbeitet:

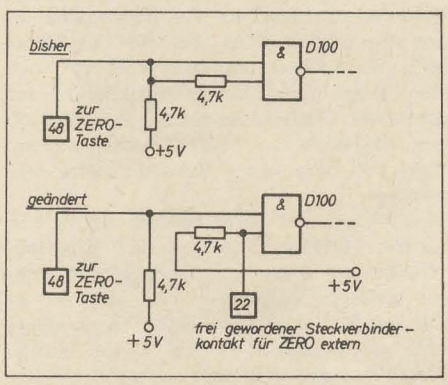


Bild 3: Änderung auf der Platine MEM (20) des NTA-1024 (6. Platine von rechts bei Frontansicht) zur externen Auslösung der ZERO-Funktion. Die Verbindung der Bauelemente zu Kontakt 22 auf der Platine wurde abgetrennt, da sie nur einen Lötstützpunkt darstellt

Das Einlesen in den Pufferspeicher (4. Viertel) wird durch Drücken der Taste 4/Q ACCUMULATE gewährleistet. Da die Übertragung immer vom 4. Speicherviertel aus erfolgt, wird die Taste 4/Q des Tastensatzes FROM gedrückt. Die Akkumulationsspeicherviertel 1, 2 und 3 werden durch Drücken der Tasten 1/Q, 2/Q oder 3/Q des TO-Tastensatzes gewählt. In dieser Einstellung kann die Funktion STRIP ausgelöst werden, nachdem der Einlesevorgang in den Pufferspeicher beendet ist.

Zum Löschen des Pufferspeichers muß der TO-Tastensatz vom 1/Q auf den 4/Q umgeschaltet werden (alleinige Darstellung des 4. Quadranten). Die schaltungstechnische Realisierung und der ursprüngliche Zustand sind im Bild 4 gezeigt. Bei fehlendem externen Signal für die Speicherumschaltung TO 4/Q (d. h. H-Pegel) wird das per TO-Taste gewählte Speicherviertel dargestellt, da der Signalweg der Signale S_i über den Steckverbinderkontakt 8 an der Platine VEZ 2 (22) zum Mittelanschluß des Tastensatzes TO frei ist. Bei L-Pegel des Signals für externe Speicherumschaltung ist dieser Signalweg blockiert, und die Signale S_i gelangen über den Steckverbinderkontakt 50 der Platine VEZ 2 (22) zum bisher nicht belegten Kontakt 4/Q des Tastensatzes TO. Durch die zusätzliche Änderung an der TO-Taste 4/Q wird der Signalweg der Signale S_i zur Darstellung des 4. Quadranten im nicht gedrückten Zustand dieser Taste geschaffen. Die zusätzlichen Bauelemente sind mit auf der Platine VEZ 2 (22) untergebracht. An der Platine wurde ein zusätzlicher Steckverbinder für das Signal für externe Speicherumschaltung angebracht, da alle Kontakte auf dem Originalsteckverbinder belegt sind. Die vorgestellte Lösung scheint aus folgenden Gesichtspunkten besonders vorteilhaft:

Tafel 1: Rechnerfunktionen

Funktion	Bezeichnung der Funktion am Rechner
1. Bereitschaft zur Messung	DIG. OSC.
2. Datenübertragung (Transfer) aus dem Pufferspeicher in einen Akkumulationsspeicher	STRIP
3. Löschen des Pufferspeichers	ZERO
4. Umschaltung der Speicherdarstellung, damit die Funktionen 2 bzw. 3 entsprechend dem Ablauf ausgelöst werden können	nicht als Funktion vorgesehen, nur direkt per Tasten wählbar

Tafel 2: Belegung des zusätzlichen Steckverbinders

1 – Dig. OSC.	(kommt vom Steckverbinder EXT. CONTROL Kontakt A 3)
3 – STRIP	(zu Platine MOD, Kontakt 13)
5 – ZERO	(zu Platine MEM, Kontakt 22)
7 – externe Speicherumschaltung TO 4/Q	(zu Platine VEZ 2, zusätzlicher Steckverbinder)
30 – SWEEP	(kommt von rückwärtiger BNC-Buchse am Rechner)
11, 21, 32 – Masse	

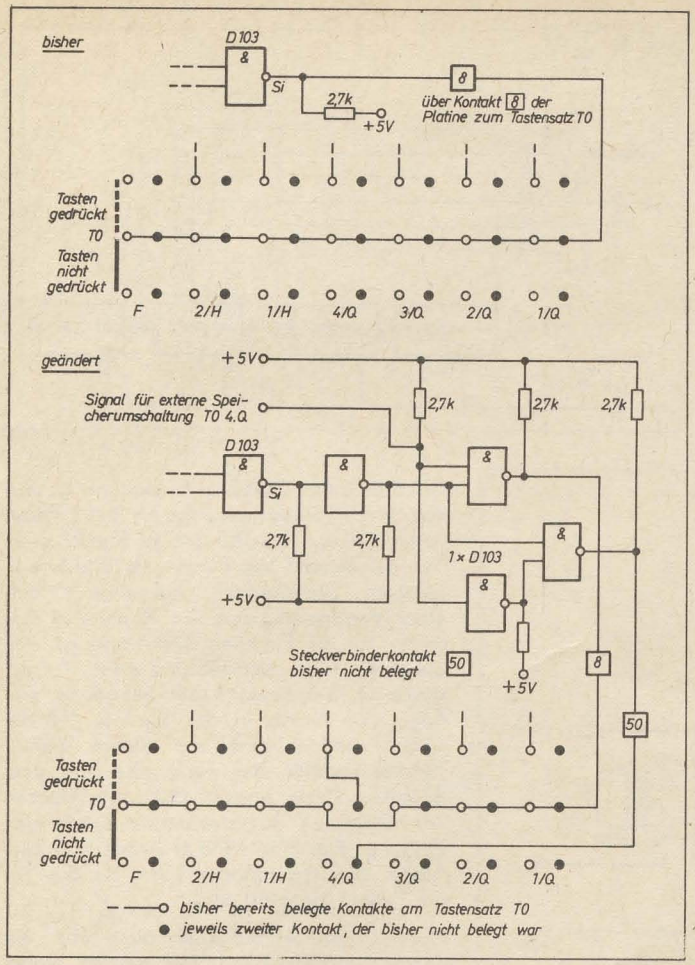


Bild 4: Änderung auf der Platine VEZ (22) des NTA-1024 (4. Platine von rechts bei Frontansicht) und am Tastensatz FROM/TO zur externen Speicherumschaltung TO 4 Q

1. Die bisherige Funktionsweise des Rechners wurde nicht verändert bzw. eingeschränkt.
2. Es sind keine zusätzlichen Schalter notwendig.
3. Die Funktionen können auch bei fehlerhafter Einstellung der Bedienelemente zu keinen Störungen am Rechner führen.

Am NTA-1024 wurde ein 32poliger Steckverbinder nach TGL 200-3603, Bl. 1, mit der Belegung nach Tafel 2 angebracht.

Wirkungsweise der elektronischen Artefaktausblendung

Vorbereitung des Meßablaufes

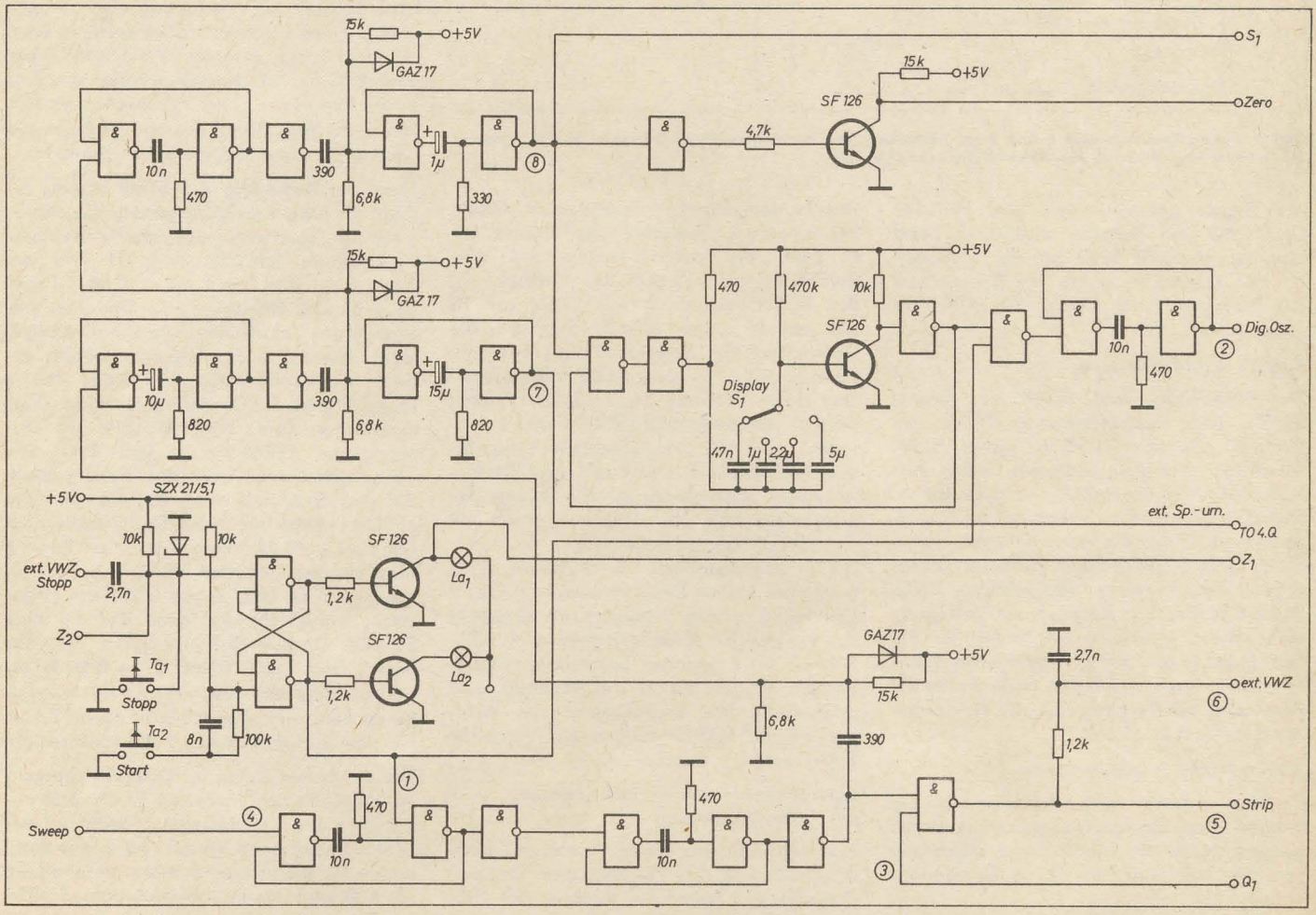
Zunächst sind am NTA-1024 folgende Einstellungen vorzunehmen:

- In der Tastenreihe ACCUMULATE wird die Taste 4/Q gedrückt.
- In der Tastenreihe FROM muß ebenfalls die Taste 4/Q gedrückt werden.
- In der Tastenreihe TO ist wahlweise eine der Tasten 1/Q, 2/Q oder 3/Q zu drükken.

Der Schalter für SWEEPS ist in die Stellung 1 zu bringen, damit sich der Rechner nach jedem Einlesevorgang in den Pufferspeicher auf DISPLAY schaltet, um die Operationen STRIP und ZERO ausführen zu können.

An der Zusatzeinrichtung nach Bild 5 wird durch Betätigung der Start-Taste (Ta_2) über das nachgeschaltete Flip-Flop einerseits das Tor am Punkt 1 durch H-Pegel freigegeben und andererseits am Punkt 2

Bild 5: Schaltung der Zusatzsteuerung für die automatische Artefaktausblendung durch Pufferspeicherung ▼



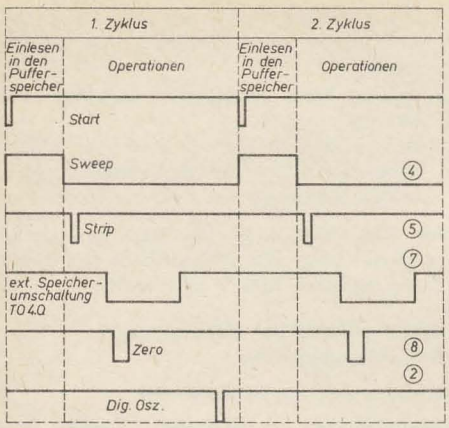


Bild 6: Ablaufschema für die wichtigsten Signale der zusätzlichen Steuerung (nicht zeitmaßstabsgerecht)

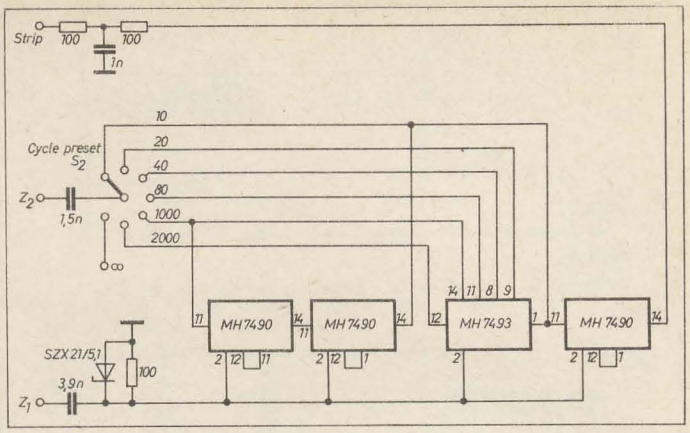


Bild 8: Zähler für die Vorwahl der Anzahl von akkumulierten Signalabschnitten (Zählung der Impulse für STRIP-Funktion)

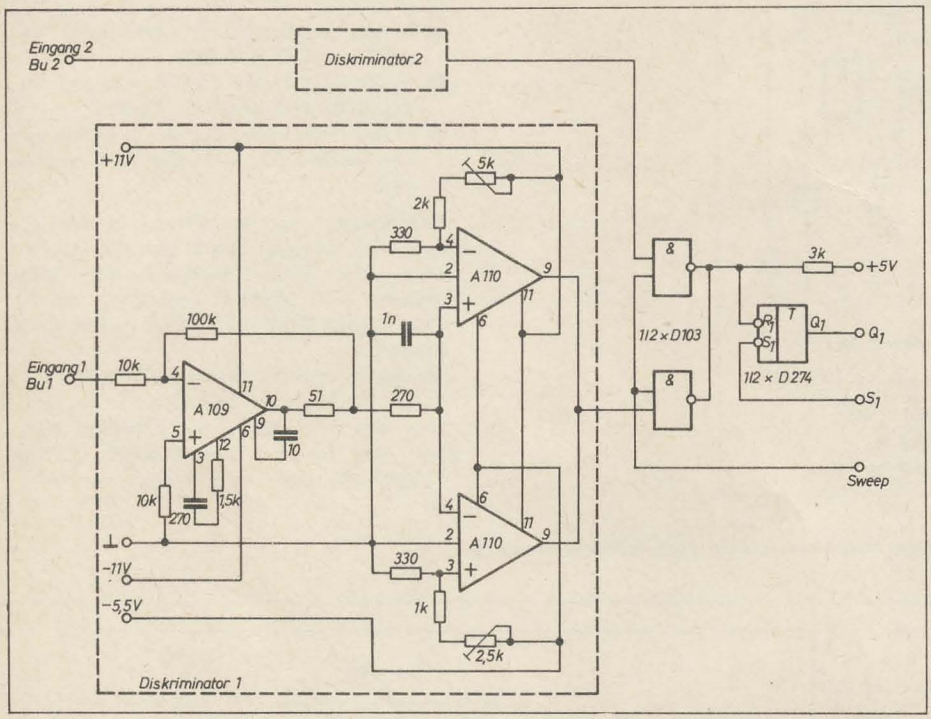


Bild 7: Fensterdiskriminatoren 1 und 2 zur Erkennung von Amplitudenüberschreitungen für die Sperrung des Transfer vom Puffer- in den Akkumulationsspeicher

ein Signal erzeugt, das die Funktion DIG. OSC. am Rechner auslöst. Es wird also bereits durch Betätigen der Starttaste an der Zusatzeinrichtung die Bereitschaft zur Messung (DIG. OSC.) am NTA-1024 ausgelöst.

Beginn des Meßablaufes

Der Meßablauf wird durch das Signal START (am Rechnereingang TRIG) am Rechner ausgelöst (Bild 6). Dieses Startsignal löst den Einlesevorgang in den Pufferspeicher aus. Im Rechner wird ein Signal SWEEP erzeugt (siehe Zeitablauf im Bild 6), das während des Einlesens H-Pegel und in Stellung DISPLAY L-Pegel aufweist. Dieses Signal, das an einem rückwärtigen BNC-Steckverbinder am Rechner zur Verfügung steht, dient einerseits zur Torung für die Ausgangssignale der beiden Fensterdiskriminatoren nach Bild 7 und andererseits zur Auslösung der Vorgänge für die Pufferspeicherung (Bild 5).

Automatische Artefakterkennung

Für die automatische Artefakterkennung wurden zwei Störspannungsdiskriminatoren aufgebaut, die die gleichzeitige Erkennung von zwei verschiedenen Störgrößen ermöglichen.

Die beiden Fensterdiskriminatoren liefern bei Amplitudenüberschreitung Signale mit H-Pegel, die durch Torung mit dem SWEEP-Signal während des Einlesens in den Pufferspeicher Q_1 des D 274 von R_1 aus auf 0 setzen (Bild 7), wodurch die Übernahme des Speicherinhaltes aus dem Pufferspeicher in den Akkumulationsspeicher durch Sperrung des Tores am Punkt 3 (Bild 5) verhindert wird (STRIP-Funktion gesperrt). Da die Meßsignalbewertung für den Meßablauf nur während des Einlesevorganges sinnvoll ist, ist die Torung der Ausgangssignale der Diskriminatoren mit dem SWEEP-Signal notwendig.
Die Erkennungsgrenze für Störspannungen wurde bei beiden Diskriminatoren auf 0,1 V Eingangsspannung festgelegt, da einerseits der eingesetzte Anpaßverstärker des NTA-1024 ab 0,1 V begrenzt (notwendige Bedingungen für den Betrieb des Rechners) und andererseits die Erkennungsgrenze, bezogen auf das EEG-Eingangssignal, durch die EEG-Verstärker variabel ist.

Operationen zur Artefakteliminierung mit Pufferspeicherung

Nach Beendigung des Einlesens des EEG-Abschnittes in den Pufferspeicher (4. Speicherviertel) schaltet der Rechner auf DISPLAY (Schalter SWEEPS in Stellung 1), und das SWEEP-Signal geht von H- auf L-Pegel über (Bild 6). Mit dem Signal SWEEP werden, ausgehend von Punkt 4 im Bild 5, alle weiteren Operationen ausgelöst. Nach einer Verzögerungszeit von 10 µs wird das Signal für die Funktion STRIP erzeugt, das ebenfalls 10 µs beträgt und nach Torung durch Q_1 am Punkt 5 der Schaltung vorliegt. Die Anzahl n der Signale für die STRIP-Funktion wird von einem Zähler (Bild 8) gezählt, der nach einer mit dem Schalter „Cycle preset" (S_2) vorwählbaren Zahl N einen Rückstellimpuls Z_2 an das Eingangs-Flip-Flop (Bild 5) liefert und zum Stopp aller Operationen führt, da das Tor am Punkt 1 gesperrt wird.

Der gesamte Ablauf kann auch über die Taste Stopp (Ta_1) gestoppt werden, wobei der interne Zähler über Z_1 auf Null gestellt wird. Am Punkt 6 stehen die STRIP-Impulse für einen externen Vorwahlzähler (an einer BNC-Buchse) zur Verfügung. Der Stoppimpuls eines externen Vorwahlzählers kann an der Stelle externer VWZ-Stop (über eine BNC-Buchse) zum Rückstellen des Eingangs-Flip-Flops angeschlossen werden. Der Start- bzw. Stopp-Zustand ist durch die Lampen La_1 bzw. La_2 gekennzeichnet.

Nach der Auslösung des STRIP-Signals erfolgt mit etwa 8 ms Verzögerung die Auslösung des Signales für die externe Speicherumschaltung (ext. Sp.-um.) TO 4/Q am Punkt 7 im Bild 5 mit etwa 10 ms L-Pegel (Bild 6). Die Darstellung im Bild 6 ist bezüglich des Zeitablaufes nicht maßstabsgerecht. Nach der Speicherumschaltung erfolgt mit 10 ms Verzögerung das 450 µs lange Signal ZERO zum Löschen des Pufferspeichers am Punkt 8 (Bild 5). Das eigentliche ZERO-Signal wird über den nachgeschalteten Transistor bereitgestellt, da der Stromfluß vom Rechner für die ZERO-Funktion für einen D-100-Gatterausgang zu groß ist. Vom Signal am Punkt 8 wird für den nächsten Meßzyklus über S_1 das Signal Q_1 (Bild 7) des D 274 auf H gesetzt. Schließlich wird nach der mit dem Schalter Display (S_1) wählbaren Zeit das Signal DIG. OSC. (Punkt 2 im Bild 5) zur Vorbereitung des nächsten Zyklus erzeugt. Es schließt sich danach ein neuer Zyklus mit dem Einlesen in den Pufferspeicher an.

Die möglichen Zeiten für DISPLAY (gerechnet ab Ende des Einlesens) sind mit 35 ms, 0,5 s, 1 s und 2,5 s festgelegt. Während der DISPLAY-Zeit nach Verschwinden des Nullpegels für die externe Speicherumschaltung TO 4/Q sind das im Akkumulationsspeicher

gemittelte Zwischenergebnis und der gelöschte Pufferspeicher auf dem Bildschirm des NTA-1024 dargestellt. Dadurch wird die visuelle Kontrolle des aktuell gemittelten Signals wesentlich verbessert.

Praktische Realisierung

Die Schaltungen entsprechend Bild 5 und Bild 7 sind auf einer doppeltkaschierten Leiterplatte 1 mit einem 24poligen Steckverbinder realisiert. Der Zähler nach Bild 8 wurde auf einer doppeltkaschierten Leiterplatte 2 mit einem 12poligen Steckverbinder aufgebaut.

Für die beiden Leiterplatten und die erforderliche Stromversorgung wurde ein Einschub aufgebaut, der in dem zum NTA-1024 gehörigen Gerät Magnetic Tape Control NZ 297.2 untergebracht ist. An der Frontplatte des Einschubes sind folgende Bedienungselemente angebracht:

	Bezeichnung
1. Netztaste (mit Anzeige)	MAINS
2. Start-Taste (mit Anzeige)	START
3. Stopp-Taste (mit Anzeige)	STOP
4. Schalter zur Vorwahl der zu akkumulierenden EEG-Abschnitte	CYCLE PRESET
5. Schalter zur Vorwahl der DISPLAY-Zeit	DISPLAY
6. Eingang 1 (BNC-Buchse)	INPUT
7. Eingang 2 (BNC-Buchse)	INPUT

An der Rückseite des Einschubes befinden sich der Netzanschluß sowie zwei BNC-Buchsen für einen externen Vorwahlzähler (Zählen der STRIP-Impulse und STOP extern).

Literatur

[1] Trimble, Ch. R.: What is Signal Averaging? Hewlett-Packard-Journal (1968) April, S. 2–7

[2] Langhoff, N.: Untersuchung von Methoden zur Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses bei Analysemeßgeräten. Dissertation A, TH Ilmenau 1974

[3] Tietze, G.: Prinzip und Anwendung der Signal-Averaging-Technik. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 15, S. 485–489

[4] Tietze, G.: Die objektive Funktionsprüfung des Hörorgans. Nachrichtentechnik · Elektronik 26 (1976) H. 5, S. 179–182

[5] Reissmann, H. C.: Zum Einsatz statistischer Verfahren der Signalanalyse für zeitveränderliche biomedizinische Funktionsparameter. messen steuern regeln 14 (1971) H. 4, S. 149–152

[6] Spreng, H.; Keidel, W. D.: Neue Möglichkeiten der Untersuchung menschlicher Informationsverarbeitung. Kybernetik 1 (1961/63) S. 243 bis 249

[7] Freigang, B.; von Specht, H.: Möglichkeiten und Grenzen der Objektivierung psychoakustischer Messungen mittels langsamer akustisch evozierter Potentiale bei normalem und pathologisch verändertem Hörvermögen. Dissertation B, Medizinische Akademie Magdeburg 1977

[8] Flach, M.; Hofmann, G.: Über den Wert der objektiven Audiometrie (ERA) bei Begutachtungen. HNO-Praxis 3 (1978) H. 1, S. 25–28

[9] Finkenzeller, P.; Keidel, W. D.: Correlates of auditory perception in averaged perstimulatory EEG-DC-recordings. Communication at the second symposium of the Study group for methodology in electroencephalography from 30. 4.–4. 5. 1975 in Vevey, Switzerland

[10] Hofmann, G.; Flach, M.; Knothe, J.: Über die Elimination von Störsignalen in der objektiven Audiometrie. Mschr. Ohr HK 107 (1973) H. 10, S. 491–496

[11] Pedersen, P.; Karnahl, Th.; Zöllner, Ch.: Online artefactrejection bei der Electric Response Audiometry (ERA). Anwendung einer aktiven analogen Verzögerungsleitung als Zwischenspeicher in Verbindung mit einem Störspannungsdiskriminator. Arch. Oto-Rhino-Laryng. 218 (1977), S. 9–17

[12] Gobsch, H.; Tietze, G.: Automatische Artefaktausblendung für die objektive Audiometrie mit dem Vielkanalanalysator NTA-512 B. Neuerervereinbarung 19'78, Medizinische Akademie Erfurt 1978

[13] Gobsch, H.; Tietze, G.: Elektronische Artefaktausblendung für die objektive Audiometrie mittels Pufferspeicherung am NTA-1024. Neuerervereinbarung 15'79, Medizinische Akademie Erfurt 1979

Hochselektive Schwingungsmeßeinrichtung

Dr. rer. nat. ULRICH BERNHARDT

Mitteilung aus der Sektion Physik/Elektronik der Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald

Zur Messung des Amplitudenspektrums im Niederfrequenzbereich wird eine durchstimmbare Einrichtung vorgestellt, die sehr kleine Bandbreiten erlaubt und eine hochkonstante Frequenzeinstellung besitzt.

Vielfach stellt sich die meßtechnische Aufgabe, niederfrequente Meßsignale hinsichtlich ihrer spektralen Zusammensetzung auszuwerten und dabei Komponenten voneinander zu trennen, die spektral sehr dicht beieinander liegen. Auch kommt es öfter vor, daß geringe Verschiebungen bestimmter Spektralkomponenten, in denen sich Prozeßeigenschaften des untersuchten Meßobjekts widerspiegeln, genau zu verfolgen sind. Das erfordert Meßeinrichtungen, die eine hochselektive Messung ermöglichen, d. h. eine Messung mit sehr kleinen Bandbreiten.

Meßprinzip

Das Meßprinzip basiert auf der Fourier-Transformation

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \qquad (1)$$

Dabei ist x(t) ein von der Zeit t abhängiges Meßsignal, X(jω) die zugehörige Spektralfunktion, ω die Kreisfrequenz und j die imaginäre Einheit. Wegen der Euler-Formel gilt folgende Darstellung:

$$X(j\omega) = A(\omega) + j\,B(\omega) \qquad (2)$$

wobei

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cos \omega t\, dt \qquad (3)$$

$$B(\omega) = -\int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin \omega t\, dt \qquad (4)$$

Es gilt hier die Umformung

$$X(j\omega) = F(\omega)\, e^{j\omega t} \qquad (5)$$

mit

$$F(\omega) = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)} \qquad (6)$$

Das Phasenspektrum ergibt sich zu

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{A(\omega)}{B(\omega)} \qquad (7)$$

Durch die Gln. (3), (4) und (6) wird ein Rechenformalismus für ein selektives Amplitudenmeßgerät festgelegt, der auf die Bestimmung des Amplitudenspektrums F(ω) führt. Eine Messung des Phasenspektrums φ(ω) wird auf entsprechende Weise jedoch nicht möglich, da hierzu eine fest definierte Phasenbeziehung zwischen Meßsignal und Modulationssignal Vorbedingung wäre.

Funktionsweise der Schaltung

Im Bild 1 ist das Blockschaltbild der analog arbeitenden Meßanordnung angegeben. Es sind zwei Pfade vorhanden, die identisch aufgebaut sind. Jeder Pfad enthält einen Modulator, einen Tiefpaß und einen Quadrierer. Die Modulatoren erzeugen die Produkte x(t) cosωt und x(t) sinωt, wobei x(t) das Eingangssignal der Meßanordnung ist und cosωt bzw. sinωt die Modulationsfunktionen mit der Modulationskreisfrequenz ω repräsentieren. Im Spektrum der Ausgangssignale der Modulatoren erscheinen die Summen- und Differenzfrequenzen aus der Modulationsfrequenz und den Eingangsfrequenzen. Durch die nachfolgende Tiefpaßbewertung, die die Integration in Gl. (6) näherungsweise realisiert, werden die Summenfrequenzanteile unterdrückt und nur die Differenzfrequenzanteile übertragen, für die die zugehörige Eingangsfrequenz so dicht bei der Modulationsfrequenz liegt, daß ihre Differenzfrequenz kleiner als die Grenzfrequenz des Tiefpasses ist. Im Grenzfall der Übereinstimmung von Modulationsfrequenz und Eingangsfrequenz entartet der Differenzfrequenzanteil in ein ungedämpft übertragenes Gleichsignal. Es wird so praktisch eine Tiefpaß-Bandpaß-Transformation des Eingangssignals auf die Bandmittenfrequenz Null erreicht.

Die Quadrierer bilden das Amplitudenquadrat der Differenzfrequenzanteile, die an den Tiefpaßausgängen liegen. Wegen der Orthogonalität der verwendeten Modulationsfunktionen entfällt bei der Summation der Pfadausgangssignale im Summator der zeitabhängige Anteil, und es bleibt ein Gleichsignal als Ausgangssignal des Summators übrig, das dem Quadrat der Amplitude des Eingangssignals proportional ist. Die Abhängigkeit des Meßsignals von der zufälligen Phasenlage des Modulationssignals wird so beseitigt. Das so erhaltene Signal stellt ein Maß für das Leistungsspektrum dar. Um das Amplitudenspektrum zu erhalten, muß die Quadratwurzel aus dem Amplitudenquadratsignal gezogen

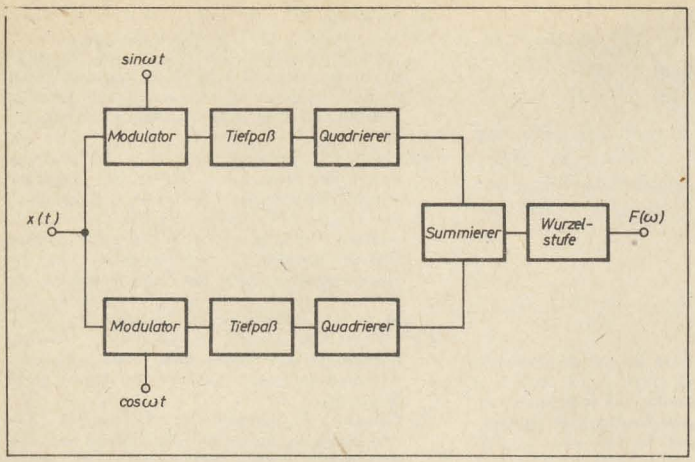


Bild 1: Blockschaltbild der Meßeinrichtung

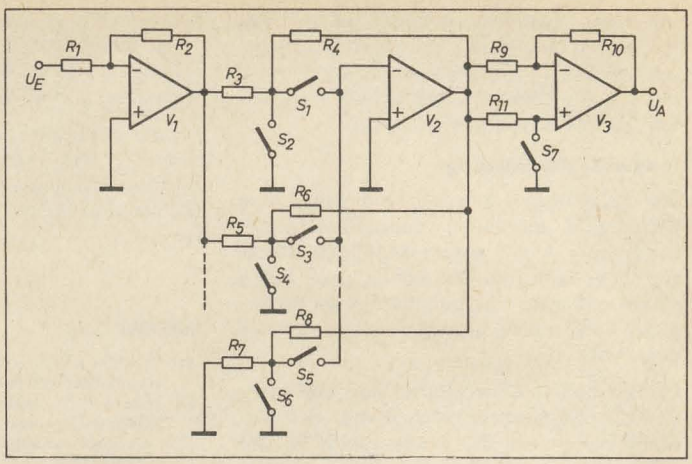


Bild 3: Diskreter Modulator

werden. Das wird durch die Wurzelstufe erreicht, deren Ausgangssignal das Amplitudenspektrum $F(\omega)$ ist.

Das Spektrum des Eingangssignals wird durch einen Bandpaß bewertet, der sich durch die Tiefpaß-Bandpaß-Transformation aus der Tiefpaßübertragungsfunktion ergibt. Die Bandmittenfrequenz des Bandpasses ist gleich der Modulationsfrequenz. Wird die Modulationsfrequenz durchgestimmt, so kann eine sequentielle Messung des Amplitudenspektrums nach dem Einkanalprinzip realisiert werden. Die Verweilzeit bei einer bestimmten Modulationsfrequenz muß dabei größer oder mindestens gleich der doppelten Integrationszeitkonstanten bei Tiefpässen erster Ordnung sein, damit die bei der Realisierung der Integration erforderliche Näherung ausreichend genau wird.

Die Bandbreite der Anordnung wird durch die doppelte Tiefpaßgrenzfrequenz festgelegt. Man kann bis zu sehr geringen Bandbreiten vordringen. Grenzen werden erst durch die Größe der verwendeten Kondensatoren und die zugelassene Hochohmigkeit des Tiefpaßnetzwerkes bestimmt. Bei sehr kleinen Bandbreiten muß eine hohe relative Frequenzkonstanz zwischen Modulationsfrequenz und Frequenz des zu messenden Eingangssignals gefordert werden, um verwertbare Ergebnisse zu erzielen. Die Frequenz des Modulationssignals kann sehr genau erzeugt werden. Zur schaltungstechnischen Realisierung der Blockschaltung lassen sich sehr wenig aufwendige und hohen Genauigkeitsansprüchen genügende Operationsverstärkerschaltungen (Summator und Tiefpässe) und analoge Multiplizierer (z. B. [1]) verwenden. Die Nutzung analoger Multiplizierer für die Modulatoren ist jedoch nicht zu empfehlen, da die Erzeugung der um genau 90° phasenversetzten beiden Modulationssignale recht problematisch wird, insbesondere bei sehr tiefen Frequenzen und wenn ein großer Frequenzbereich durchstimmbar sein soll. Hierfür sind sehr gut diskrete Modulatoren [2] [3] geeignet. Fehler bei der Erzeugung der 90°-Versetzung der beiden Modulationsfunktionen würden sich sehr empfindlich im Auftreten eines Störgleichsignals am Ausgang der Meßeinrichtung auswirken.

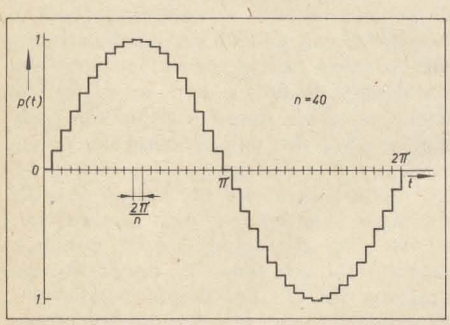


Bild 2: Beispiel einer diskreten Modulationsfunktion

Diskreter Modulator

Durch einen diskreten Modulator wird eine Modulationsfunktion realisiert, die der treppenförmigen Approximation einer Sinuskurve entspricht, wie das im Bild 2 für eine Treppenstufenzahl $n = 40$ dargestellt wurde. n Treppenstufen gleicher Länge, deren Höhe den Werten der Sinusfunktion in der Mitte jedes Intervalls entspricht, nähern die Sinusfunktion an. Im Spektrum dieser diskreten Modulationsfunktion treten neben der Grundwelle nur noch bei den $(kn \pm 1)$-fachen Frequenzen Oberwellen auf, wobei k alle ganzen Zahlen durchlaufen kann. Die Amplituden dieser Oberwellen sind durch folgenden Ausdruck bestimmt:

$$c_{kn\pm1} = \frac{\sin\left[(kn \pm 1)\frac{\pi}{n}\right]}{(kn \pm 1)\frac{\pi}{n}}$$

mit $k = 0, \pm 1, \pm 2 \ldots$ (8)

Im gewählten Beispiel $n = 40$ treten so neben der Grundwelle mit der Amplitude Eins noch die 39., 41., 79., 81. usw. Oberwelle auf, deren Amplituden dann 1/39, 1/41, 1/79, 1/81 usw. betragen. Die bei allen mit Abtastvorgängen arbeitenden Filterprozessen auftretenden Mehrdeutigkeiten und die Kammcharakteristik lassen sich so mit einfachen Vor- und Nachfiltern leicht unterdrücken. Die Herstellung der sin- und der cos-Funktion wird durch zwei gleichartige Modulationsschaltungen erreicht, die um ein Viertel der Takte einer Periode versetzt gesteuert werden, d. h., im hier gewählten Beispiel sind das zehn Takte. Die Takterzeugung läßt sich sehr genau mit digitalen Mitteln realisieren, so daß auch für die erforderliche 90°-Versetzung der beiden Modulationsfunktionen hohe Genauigkeiten erreichbar sind.

Besonders vorteilhaft sind Treppenstufenzahlen, die durch vier teilbar sind. Eine Schaltung für einen diskreten Modulator, wie sie im Bild 3 dargestellt ist, verwendet einen Trennverstärker V_1, eine Absolutfaktorstufe, die im wesentlichen aus dem Operationsverstärker V_2 und den Schaltern S_1 bis S_6 besteht, und eine Vorzeichenstufe aus dem Operationsverstärker V_3 mit dem Schalter S_7. Die Treppenstufenhöhen der diskreten Modulationsfunktion werden durch die mit den Schalterpaaren S_1 und S_2, S_3 und S_4, S_5 und S_6 umsteuerbare und durch die zugehörigen Widerstandsverhältnisse bestimmte Verstärkung von V_2 festgelegt. Die Schalterpaare werden dabei gegensinnig betrieben, so daß nur immer gerade ein Serienschalter durchgeschaltet ist und der zugehörige Kurzschlußschalter öffnet. Durch die Absolutfaktorstufe werden nur positive Halbwellen der Modulationsfunktion gebildet. Die nachfolgende Vorzeichenstufe hat eine Verstärkung, die durch den Schalter S_7 zwischen $+1$ und -1 umgesteuert werden kann. Dadurch lassen sich die negativen Halbwellen der Modulationsfunktion erzeugen. Um Störspitzen zu vermeiden, erfolgt die Vorzeichenumsteuerung günstig in der Mitte eines Taktintervalles, in dem der Absolutfaktor Null realisiert wird.

Praktische Ergebnisse

In einem Funktionsmuster [4] wurden Operationsverstärker A 109 mit Normalkompensation, in den diskreten Modulatoren für $n = 40$ jedoch zur Erzielung einer höheren Slew-Rate mit besonderen Eingangsstufen und mit einer speziellen Kompensation verwendet. Für die Schalter wurden Sperrschicht-FETs КП 103 als Serienschalter und BC 177 bzw. SF 137 als Kurzschlußschalter, als Analogmultiplizierer in den Quadrierstufen und in der Wurzelstufe ICL 8013 B (Intersil, USA) eingesetzt.

Der Frequenzbereich der Meßeinrichtung liegt zwischen 0 und 20 kHz. Die Bandbreite kann zwischen 0,01 Hz und 1 kHz eingestellt werden.

Literatur

[1] Birus, D.; Szabolcs, E.: K 140 MA 1 als Multiplizierer. radio fernsehen elektronik 29 (1930) H. 6, S. 383–385

[2] Bernhardt, U.; Unger, H.: Ein N-Pfad-Filter mit diskreter Modulation. Nachrichtentechnik · Elektronik 23 (1973) H. 2, S. 64–67

[3] Bernhardt, U.; Unger, H.: Reale diskrete Modulatoren und ihr Einsatz im N-Pfad-Filter. Nachrichtentechnik · Elektronik 26 (1976) H. 6, S. 219 bis 221

[4] Brückner, R.: Aufbau einer selektiven Schwingungsmeßeinrichtung. Diplomarbeit 1979, Sektion Physik Elektronik der EMA-Universität Greifswald

10-Kanal-Telemetrieanlage

Dr.-Ing. HARRY JULITZ

Mitteilung aus der Sektion Kraftfahrzeug-, Land- und Fördertechnik der TU Dresden

Um an unzugänglichen Stellen im Maschinenbau sichere und ökonomische Messungen durch eine drahtlose Übertragung der Meßwerte zu ermöglichen, wurde die im folgenden vorgestellte Telemetrieanlage entwickelt. Mit ihr können acht analoge Meßgrößen und zwei Marken übertragen werden. Gefordert wurden weniger eine hohe Genauigkeit als vielmehr höchste Betriebssicherheit, Kompaktheit und eine geringe Speiseleistung.

Wahl des Modulationsverfahrens

Aus den gestellten Forderungen leitet sich unmittelbar das Modulationsverfahren für die notwendige serielle Übertragung der Meßwerte ab. In [1] wird gezeigt, daß bei 12 bis 16 Übertragungskanälen eine Aufwandsgrenze liegt. Bei geringen Kanalzahlen ist FM im Vorteil, wogegen bei mehr als 16 Kanälen PCM zu bevorzugen ist.

Als Modulationsverfahren für die vorliegende Anlage wurde asymmetrische PLM (Puls-Längen-Modulation) gewählt, obwohl diese Modulation heute selten angewandt wird. Gegenüber FM ergibt sich bis auf die HF-Stufen im Sender und Empfänger ein spulenfreier Aufbau, und die Vorteile vorhandener Digitaltechnik sind voll nutzbar. Wie noch gezeigt wird, ergibt sich gegenüber PCM auch ein wesentlich geringerer Bauelementeaufwand und damit geringerer Stromverbrauch. Die Situation ändert sich allerdings dann, wenn integrierte A-D-Wandler und PCM-Modulatoren in einer leistungsarmen Schaltungstechnik zur Verfügung stehen. Der Empfänger ist für PCM vorbereitet, d. h., bei Bereitstellung leistungsarmer PCM-Technik kann die gesamte Anlage mit PCM arbeiten, wobei deren Vorteile – Störsicherheit und hohe Genauigkeit – genutzt werden können.

Notwendige Übertragungsbandbreite

PLM kann mit den Grundlagen der Gleichstromtelegrafie beschrieben werden. Die umfangreiche Theorie ist z. B. in [2] enthalten. Aus der geforderten Kanalzahl und der höchsten Meßfrequenz von 200 Hz ergibt sich bei fünfmaliger Abtastung eines Meßwertes im Zeitintervall eine minimale Impulsdauer von 20 µs. Mit

$$f_p = \frac{1}{2T_p} \cdot 1{,}6 \qquad (1)$$

ergibt sich eine Bandbreite von 40 kHz im Basisband.

Aus Gründen der Störsicherheit wird auf der HF-Übertragungsstrecke „getastete FM" eingesetzt (F1-Tastung). Nach [3] ergibt sich für FM-Tastung ohne wesentliche Verschlechterung der Übertragungsqualität eine HF-Bandbreite

$$f_h = (2{,}6 \ldots 3{,}2) f_p \qquad (2)$$

Im vorliegenden Fall sind das 120 kHz HF-Bandbreite. Zum Vergleich soll noch erwähnt werden, daß eine Anlage gleicher Parameter mit FM/FM etwa die halbe und PCM/FM etwa die doppelte HF-Bandbreite wie PLM/FM benötigt.

Beschreibung des Senders

Impulsschema

Die Meßwertverarbeitung eines Meßkanals soll anhand von Bild 1 beschrieben werden. Zu den Zeitpunkten t_1, t_2 bis t_n wird der Meßwert (Zeile 1) abgetastet. Im Pulslängenmodulator entstehen Impulse, die der Höhe des Meßwertes entsprechen: 50 µs ≙ Null, 20 µs ≙ maximaler negativer Meßwert, 80 µs ≙ maximaler positiver Meßwert. Die verschieden langen Impulse (Zeile 2) modulieren den Träger in der Frequenz. Bei vorhandenem Impuls wird f = 27,07 MHz, in der Impulspause f = 27,19 MHz ausgestrahlt (Zeile 3).

Über eine Steuerung werden die acht Meßkanäle zyklisch abgefragt. Mit den nötigen Zusatzinformationen versehen, entsteht das vollständige Basisband im Sender (Bild 2).

Den acht Informationskanälen wird der Kennimpuls von (90 ± 5) µs Dauer zur Synchronisation zwischen Sender und Empfänger beigefügt. Im Kanal 8 können zwei Marken bei (50 ± 25) µs übertragen werden. Treten beide Marken gleichzeitig auf, beträgt die Impulslänge (60 ± 5) µs.

Blockschaltbild

Das Senderblockschaltbild zeigt Bild 3. Die acht Eingangsverstärker sind mit dem Operationsverstärker MAA 725 bestückt und so ausgelegt, daß Dehnmeßstreifen (Halb- und Vollbrücken) direkt angeschlossen werden können. Der Anschluß von Meßpotentiometern und das Anlegen einer Meßspannung von 0,1 mV...2 V ist möglich. Die acht erforderlichen Speisespannungen (3 V, 7 V umlötbar) zur Speisung der Dehnmeßbrükken stellt der kurzschlußfeste Sendernetzteil

Bild 1: Schema der Meßwertverarbeitung

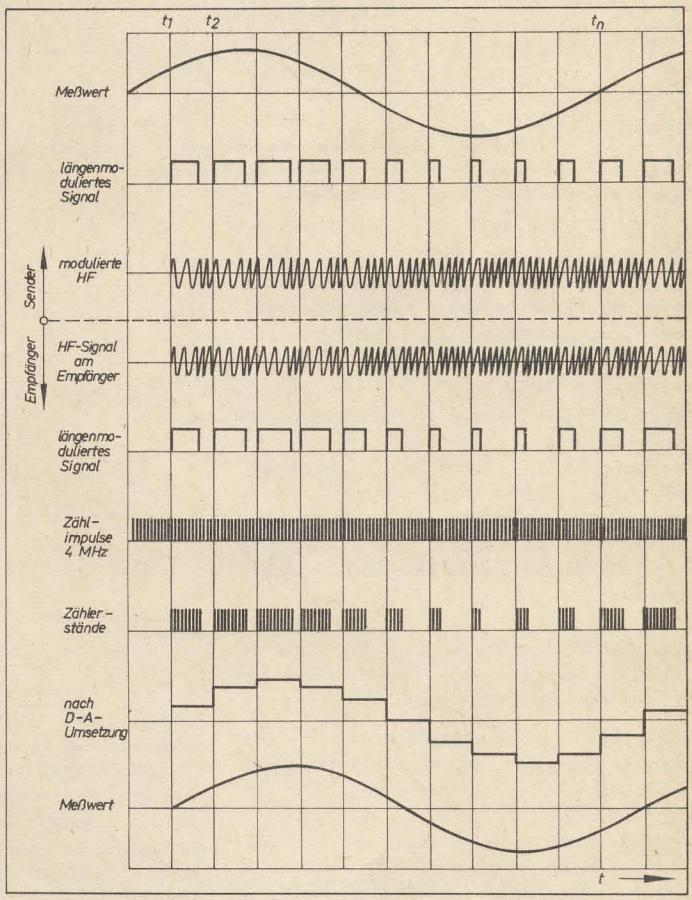
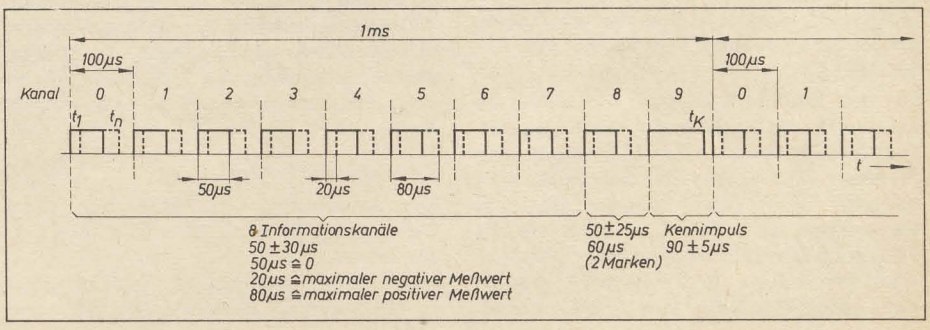


Bild 2: Impulsschema des Basisbandes ▼



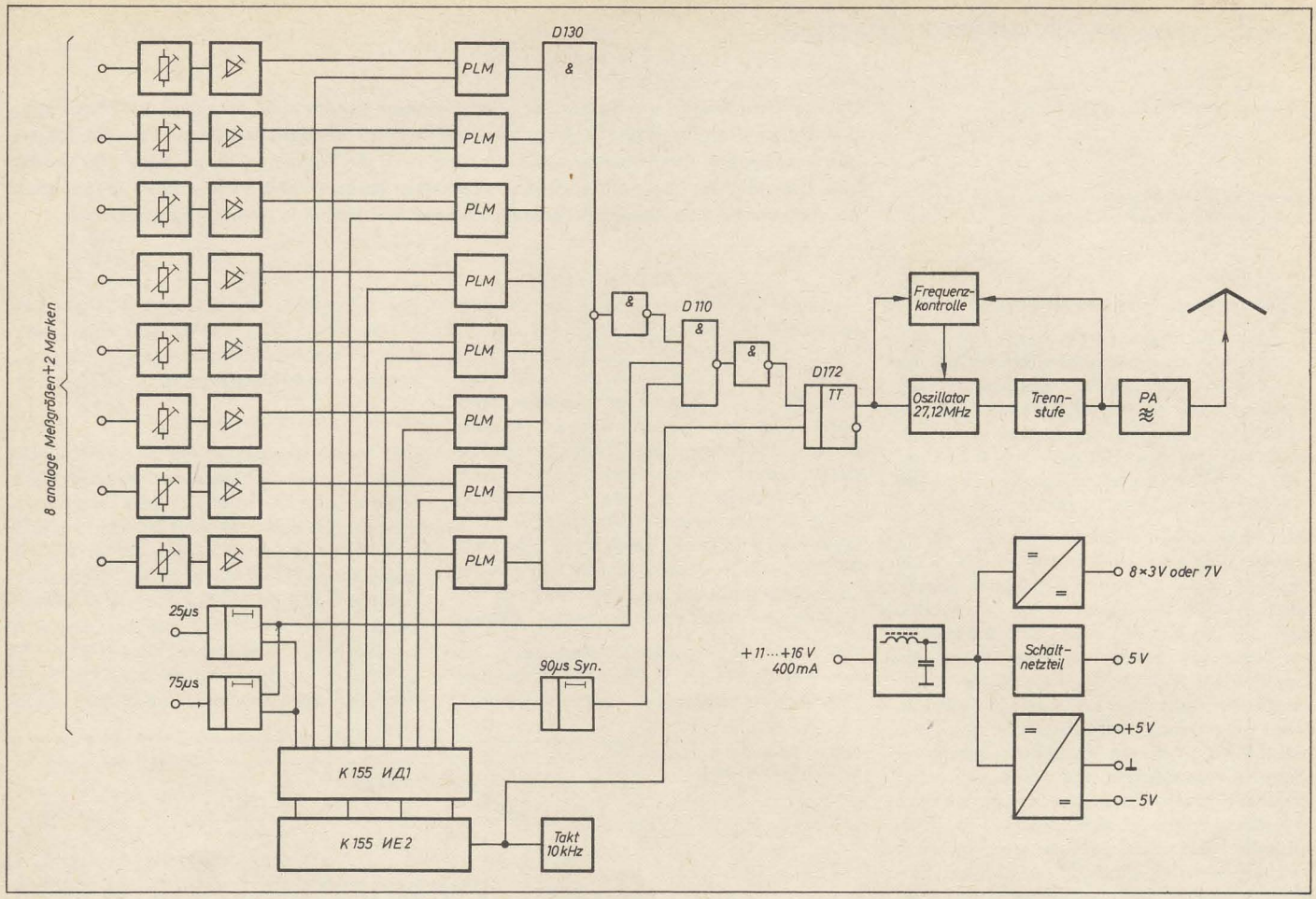


Bild 3: Blockschaltung des Telemetriesenders

zur Verfügung. Da Umschalter sehr viel Bauraum benötigen, wird die Umschaltung der Verstärkung, Halb- und Vollbrücke usw. durch aufsteckbare „Operationskästchen" vorgenommen. Damit kann die Anlage sehr variabel eingesetzt und schnell umgerüstet werden.

Die auf 1 V verstärkte Meßspannung wird im Pulslängenmodulator (Bild 4) in eine entsprechende Impulslänge umgesetzt. Durch die Verwendung von acht PLM-Schaltungen wird der Analogmultiplexer umgangen. Am Ausgang des D 130 erhält man die serielle Information der acht Meßkanäle.

Nach Hinzufügen des Synchronimpulses und der Markenimpulse im D 110 steht am Ausgang des folgenden NAND das gesamte Basisband als Nadelimpulsfolge an.

Vom Taktsystem, gebildet durch den 10-kHz-Generator, Zähler K 155 ИЕ 2, Dekoder K 155 УД 1 werden die PLM, der Markenkanal und der MMV des Synchronimpulsgebers zyklisch abgefragt. Im Trigger D 172, der durch die Vorderflanke eines jeden Taktimpulses gesetzt und durch die Nadelimpulse der einzelnen Informationen rückgesetzt wird, entsteht die eigentliche pulslängenmodulierte Impulsfolge des Basisbandes.

Der freilaufende Oszillator mit Trennstufe wird durch das Basisband frequenzgetastet. Die Anlage arbeitet im 11-m-Band. Die Frequenz wird durch eine Schaltung kontrolliert, die in einem späteren Abschnitt beschrieben wird. Die Trennstufe, die als Treiber für den Leistungsverstärker (PA) fungiert oder an die die Sendeantenne direkt angeschlossen werden kann, liefert 50 mW Hochfrequenz. Wird eine höhere Reichweite gefordert, kann eine PA-Stufe von 500 mW eingesetzt werden. Oszillator-, Trenn- und PA-Stufe weisen keine Besonderheiten auf und werden deshalb nicht beschrieben.

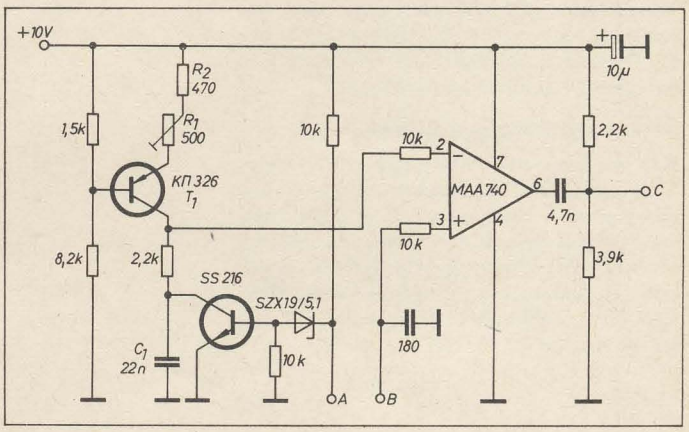


Bild 4: Pulslängenmodulator

Um einen hohen Wirkungsgrad der Stromversorgung zu erreichen (> 70 %), wird ein Schaltnetzteil eingesetzt und die ± 5 V Speisespannung aus 10 V durch Mittenstabilisierung gewonnen. Die 8 × 3-V- (bzw. 7-V)-Speisespannung der Dehnmeßbrücken ist bei 30 mA strombegrenzt. Im Speisespannungsbereich von 11...16 V konnte eine Stromaufnahme ≤ 400 mA erreicht werden.

Pulslängenmodulator

Den Stromlaufplan des PLM zeigt Bild 4. Der zugehörige Impulsablauf ist Bild 5 zu entnehmen.

Eine Konstantstromquelle, gebildet durch T_1, R_1, R_2 lädt C_1 mit konstantem Strom auf. Das ist aber nur dann möglich, wenn vom Taktsystem die jeweilige PLM angesprochen wird und an A L-Pegel liegt. Am inversen Eingang des als Komparator wirkenden MAA 740 steigt die Spannung zeitlinear an. Gleichzeitig liegt am nichtinvertierten Eingang die Meßspannung (Punkt B). Hat die Sägezahnspannung die Meßspannung erreicht, schaltet der Komparator, und an C erscheint ein differenzierter Impuls.

Aus Bild 5 ist zu entnehmen, daß der differenzierte Impuls je nach Höhe der Meßspannung zeitlich verschoben zur L-H-Vorderflanke des dem Kanal zugeordneten Taktsignals erscheint.

Frequenzkontrollschaltung

Bild 6 zeigt den Stromlaufplan der Schaltung zur Kontrolle der Oszillatorfrequenz. Ein Quarzgenerator, bestehend aus der IS A 244 und dem Transistor SF 137, schwingt auf einer Frequenz von 27,45 MHz. Diese

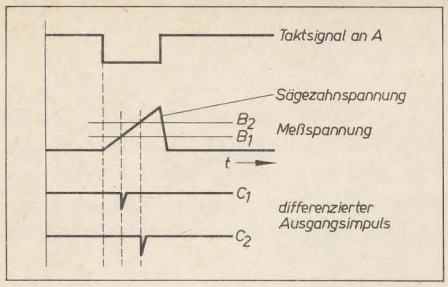


Bild 5: Impulsablauf des PLM

Technische Daten der 10-Kanal-PLM FM

Reichweite	50 m; 1 km
Sendefrequenz	27-MHz-Band
Modulation	F1 (getastete FM)
Meßfrequenz	0...200 Hz
Genauigkeit	3 % vom Maximalwert des Meßwertes
Speisespannung	16...11 V, unstabilisiert
Stromaufnahme	500 mA (mit PA 0,5 W)
Abmessung in mm	150 × 120 × 200
Masse	1,5 kg

Frequenz liegt außerhalb der Drift des freilaufenden Oszillators. In der Mischstufe des A 244 wird die Oszillatorfrequenz (Anschluß A) mit der Quarzfrequenz gemischt und eine richtungsabhängige Differenzfrequenz gewonnen, die am Anschluß 7 anliegt. Im folgenden MMV werden daraus Impulse konstanter Höhe und Breite gewonnen. Nach erfolgter Pegel- und Phasenanpassung liegt am Integrationskondensator C_I eine der Frequenzabweichung proportionale Gleichspannung an. Diese Spannung ist abhängig von der Frequenzdrift des getasteten freilaufenden Oszillators und vom Tastverhältnis der Information im Basisband. Je nach Höhe und zeitlicher Verteilung der Meßinformation ergibt sich dabei eine willkürliche Verteilung der längenmodulierten Signale und damit eine willkürliche Verteilung der zeitlichen Anteile der beiden getasteten Eckfrequenzen, so daß auch die sich einstellende Frequenz zwischen beiden Eckfrequenzen beliebige Werte annimmt. Um diesen Einfluß der Frequenzverschiebung auszuschalten, wird dem Operationsverstärker MAA 740 am negativen Eingang die Summeninformation des Basisbandes zugeführt, so daß nun die Differenz gebildet wird.

Die Spannung am Ausgang B ist die Nachstimmspannung der Kapazitätsdiode, die im HF-Teil den freilaufenden Oszillator nachzieht. Mit dieser Schaltung wurde im Temperaturbereich von −10...+40 °C eine Frequenzkonstanz ≦ 10 kHz erreicht.

Beschreibung des Empfängers

Die vereinfachte Blockschaltung zeigt Bild 7, das Impulsschema Bild 1. Das von der Antenne (Kreuzdipol) aufgenommene Signal wird in einer MOSFET-Eingangsstufe verstärkt. Der HF-Teil des A 244 übernimmt die weitere Verstärkung und setzt auf eine ZF von 10,7 MHz um. Das folgende Sechskreisfilter sichert die Selektion und eine Bandbreite von 200 kHz. Die ZF-Verstärkung erfolgt im rückwärts geregelten A 281. Dem folgenden FM-Demodulator wird die AFC-Spannung entnommen, die den Oszillator des A 244 nachstimmt.

Nach einem Zählverfahren, bei dem eine Frequenz von etwa 3,5 MHz (Zeile 6, Bild 1) in die Impulsfolge des Basisbandes (Zeile 5) eingezählt wird, erhält man Impulsgruppen (Zeile 7) einer solchen Länge, die der Meßinformation entsprechen.

Eine Schaltung zur Takt- und Synchronimpulsrückgewinnung steuert den Digitaldemultiplexer an. Die acht Ausgangsinformationen werden acht D-A-Wandlern zugeführt, an deren Ausgängen die übertragenen Meßwerte anliegen. In jedem Kanal sind zwei Ausgänge ± 5 V und ± 1 mA strombegrenzt vorhanden. Durch einen Impulslängenvergleich erhält man über die Markenrückgewinnung beide Marken.

Antennen

Je nach Einsatzfall ist die Sendeantenne verschieden gestaltet, in der Regel wird eine 1,5...2,5 m lange Stabantenne eingesetzt. Als Empfangsantenne wurde ein Kreuzdipol mit guter Rundcharakteristik gewählt. Der geringe Antennengewinn und ein 25-m-Zuleitungskabel vom Empfänger machen einen Antennenverstärker im Antennenkopf erforderlich. Die Betriebsspannung des Verstärkers wird wie üblich über den Innenleiter des Koaxialkabels zugeführt.

Einsatzerfahrungen

Die Anlage arbeitet mit maximal 0,5 W Sendeleistung im von der Deutschen Post genehmigten 11-m-Band. Daraus resultieren die ungünstigen Antennenabmessungen. Die Modulbauweise von Sender und Empfänger gestattet jedoch den Übergang zu 150 MHz oder 400 MHz Sendefrequenz. F1-Modulation bringt im praktischen Einsatz gute Resultate, jedoch Handfunksprechgeräte, die in der Nähe der Empfangsantenne (unter 10 m) betrieben werden, „stopfen den Empfänger zu". Beim Einsatz unter verschärfter Störstrahlung, z. B. Tagebau, schrumpft die Reichweite bei 0,5 W Sendeleistung auf etwa 200 m.

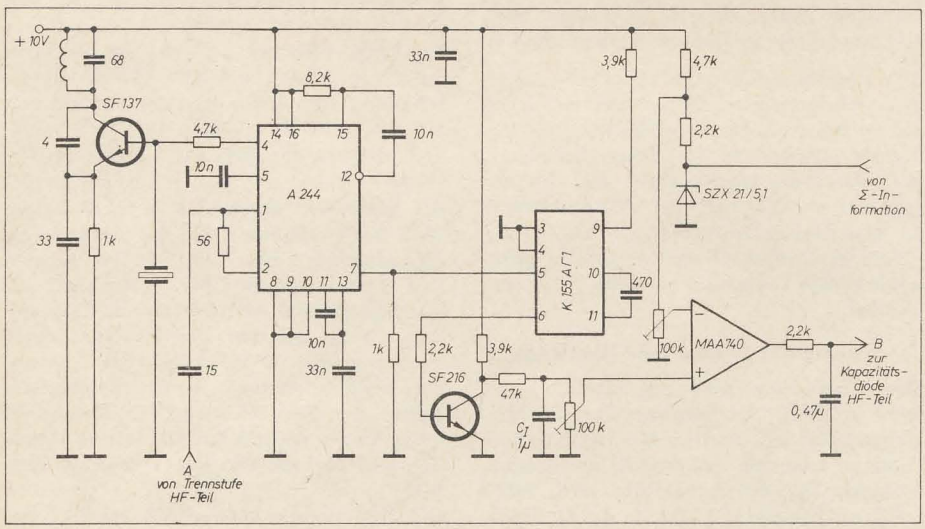


Bild 6: Schaltung der Frequenzkontrolle

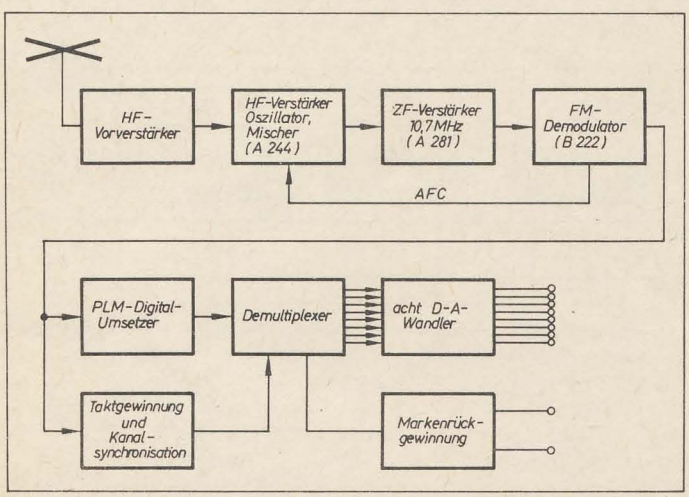


Bild 7: Telemetrieempfänger

Literatur

[1] Hascher, W.: Im Blickpunkt: Telemetrie. Elektronik 28 (1979) H. 24

[2] Wilhelm, C.: Datenübertragung. Berlin: Militärverlag der DDR, 1976

[3] Postl, W.: Die spektrale Leistungsdichte bei Frequenzmodulation eines Trägers mit einem stochastischen Telegrafiesignal. Frequenz 17 (1963) H. 3, S. 107–110

[4] Pöschl, H.: FM und PCM – Funktion und Merkmale zweier Verfahren zur Meßwertaufzeichnung. Elektrotechnik 58 (1976) H. 9, S. 5–11

[5] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag, 1971

[6] Kühn, E.; Schmied, H.: Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik, 1972

[7] Hoelzler, E.; Holzwarth, H.: Theorie und Technik der Pulsmodulation. Berlin – Göttingen: Springer Verlag, 1957

Dateneingabeeinheit mit MOS-Schaltungen

EBERHARD GERLACH

Die vorgestellte Dateneingabeeinheit gestattet die Eingabe von binärkodierten Daten bei minimalen Wortbreiten von 4 bit in elektronische Funktionskomplexe. Eine Erweiterung auf 8 bit ist möglich und wird beschrieben. Bis zu acht eingegebene Worte können gespeichert werden. Eine Zusatzschaltung ermöglicht die serielle Ausgabe der Speicherinhalte. Automatische Ausgabe mit Einspeicherung des achten Wortes und/oder manuelle Steuerung können realisiert werden.

Kodierschaltung

Die Kodierschaltung wurde [1] entnommen. Als Koder arbeiten zwei Schaltkreise U 710 D. Diese Verknüpfung ermöglicht die Kodierung der Zahlen 0 bis 15. Eine ODER-Schaltung bildet den Multiplexertakt. Die Eingabe erfolgt durch L-Pegel an den Eingängen, wobei die konktrete Gestaltung der Eingabemechanik (Tasten, Gatter, Sensoren oder andere Fühler) anwenderabhängig ist. Eventuelle Entprellmaßnahmen müssen in entsprechender Weise vorgenommen werden. Nicht benötigte Eingänge werden mit +13 V verbunden.

Durchgängig in der gesamten Schaltung wird die symmetrische Speisung für die MOS-Schaltkreise verwendet. Bulk entspricht damit +13 V, $U_1 = -13$ V und $U_2 = 0$ V. Die U 710 D arbeitet in der angegebenen Schaltung in der Betriebsart „paralleles Setzen" und nicht als Zähler, sie stellt damit einen Dezimal-BCD-Koder dar.

Als ODER-Gatter wurde das nach Bild 2 diskret aufgebaute Gatter verwendet.

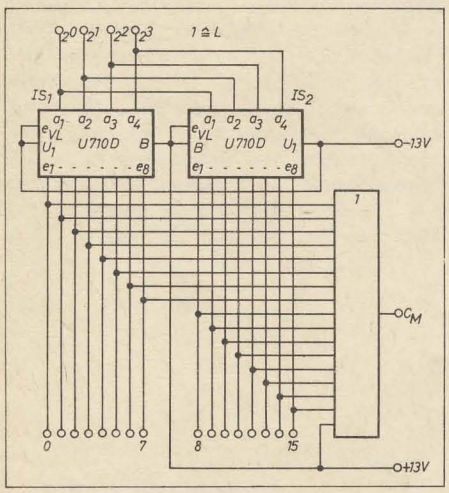


Bild 1: Schaltung des 4-Bit-Koders

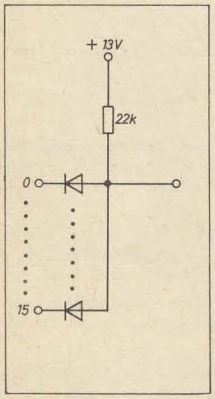


Bild 2: Diskret aufgebaute ODER-Verknüpfung

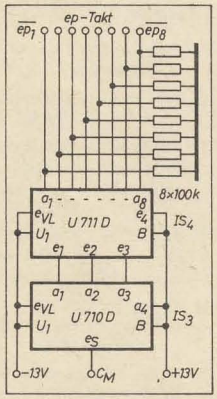


Bild 3: Multiplexer für die Registerübernahme

Multiplexer

Der Multiplexer (Bild 3) ermöglicht die Kurzzeitspeicherung der Worte. Eingesetzt wird die Kombination U 710 D, U 711 D, wobei die IS U 710 D als Zähler arbeitet. Alle Setzeingänge sind an +13 V zu legen (im Bild nicht dargestellt). Eine Erweiterung nach [1] auf maximal 16 Worte ist möglich.

Bei elektronischer Eingabe ist die Grenzfrequenz der U 710 D von etwa 2 kHz zu beachten. Den Takt für den Multiplexer liefert das ODER-Gatter des Koders. Zählende Flanke ist die H-L-Flanke.

Der Dekoder U 711 D besitzt Open-drain-Ausgänge, die bei Aktivierung nach Bulk durchschalten. Um ein definiertes L-Potential zu erhalten, werden von den Ausgängen 100-kΩ-Widerstände an 0 V gelegt. Zur Ansteuerung der Befehlseingänge der Speicherregister ist damit eine zusätzliche Negation erforderlich.

Speicherkette

Die Speicherkette besteht aus 5-Bit-Schieberegistern U 311 D, wobei ein Bit freibleibt. Dieses freie Bit je Register kann für Sonderzwecke genutzt werden (Bild 4).

Die Register arbeiten als statischer Speicher mit paralleler Übernahme, wofür an e_1 ein L-Impuls mit einer Mindestbreite von 750 ns erforderlich ist. Diese Bedingung wird durch die Negatoren an den Ausgängen der U 711 D realisiert, die gleichzeitig für eine Entkopplung sorgt.

Taktformungsmaßnahmen sind nicht erforderlich. Die Takteingänge werden fest verdrahtet.

Erweiterung auf 6- oder 8-Bit-Wortlänge

Zur Erweiterung wird ein zweiter Koder ohne ODER-Gatter benötigt. Über die Diodenverknüpfung nach Bild 6 wird festgelegt, zu welchem Teilwort A ein entsprechendes Teilwort B gebildet wird. Bild 5 zeigt als Beispiel die Bildung des U-808-D-Befehls MOV (B, D). Das 8-Bit-Wort wird in den Kodern zu gleichen Teilen gebildet. Dabei erhält nur der Koder I Kontakte, seinem Teilwort entspricht der gesamte Befehl.

Entsprechend Bild 6 zieht die Betätigung von A zwar eine gewählte Leitung von B nach, wobei der Multiplexer weiterschaltet, von B aus werden A und der Multiplexer jedoch nicht beeinflußt. Es ist also weiter möglich, auch nur 4-Bit-Worte zu bilden.

Zur Eingabe alphanumerischer Zeichen ist eine Erweiterung auf 6 bit ausreichend, wobei sich eine definierte Anzahl von A-B-Verknüpfungen ergibt.

Die Erweiterung der Speicherkette erfolgt im einfachsten Fall durch je ein zweites Register.

Ausgabeschaltung

In der Ausgabeschaltung werden die acht Worte auf einen Datenbus komprimiert und seriell abgegeben. Dabei ist von Nachteil, daß die MOS-Schaltkreisserie keine Gatter mit offenen Ausgängen enthält. Es wurde jedoch eine Lösung gefunden, die Tor- und Bustreiberfunktion vereint.

Aktivierte, also mit „1" belegte Registerausgänge führen L-Pegel. Die Datentorschaltung für je ein Register besteht aus einer IS U 107 D, s. Bild 7. Das TOR-Signal muß deshalb ebenfalls auf L liegen (AND-Gatter).

Als Bustreiber werden IS U 105 D eingesetzt. Sie ermöglichen die drainseitige Parallelschaltung. Bei 4-Bit-Worten werden fünf U 105 D und ein SMY 52 benötigt. Entsprechend Bild 8 werden die acht Drainanschlüsse der gleichen Wertigkeit an einen gemeinsamen 47-kΩ-Widerstand gelegt. Die MOS-Transistoren in Sourceschaltung stellen am Bus die negierten Registerinhalte bereit, so daß zusätzlich eine Negation und Entkopplung des Busses erfolgen muß.

Die TOR-Signale können frei wählbar von

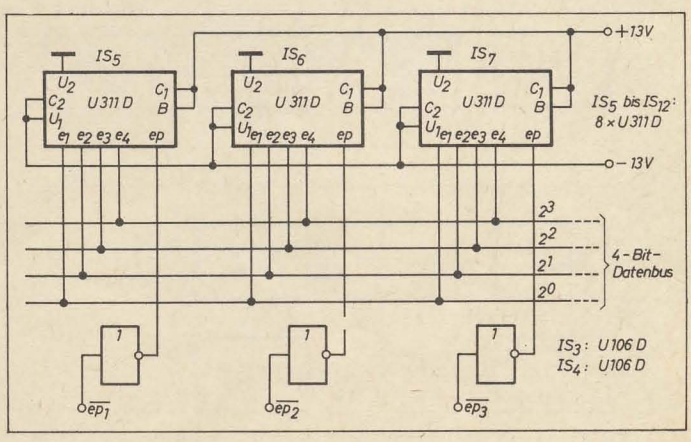


Bild 4: Auszug aus der Registerkette (Ausgänge wurden nicht dargestellt)

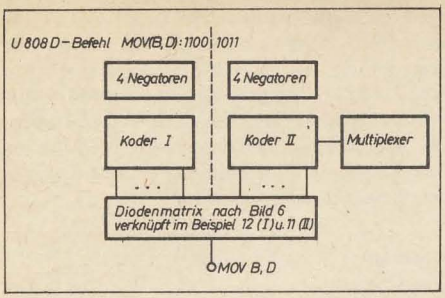


Bild 5: Bildung eines speziellen 8-Bit-Wortes

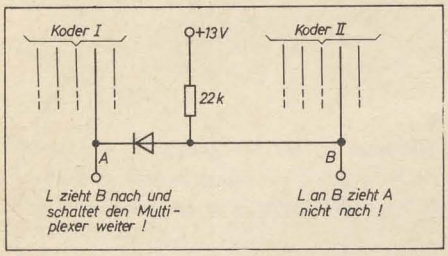


Bild 6: Verknüpfung der Koder zur Wortbreitenerweiterung

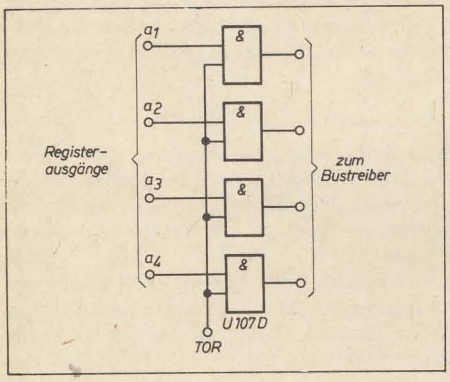


Bild 7: Torschaltung für die Registerausgänge

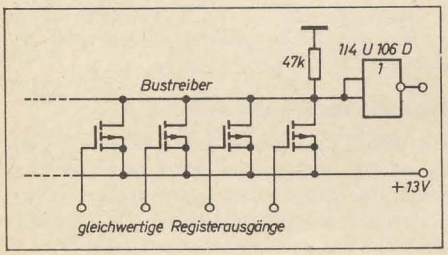


Bild 8: Bustreiberschaltung – Prinzipdarstellung

Hand oder automatisch erzeugt werden, wobei für die Automatik ein START-Signal gebildet werden muß.

Eine Modulo-8-Zählerschaltung mit der Kombination U 710 D, U 711 D (Bild 9) zählt acht Schritte und sperrt dann die weitere Ausgabe. Das START-Signal entsteht hier durch Kopplung mit dem e_p-Eingang des achten Registers. START setzt ein RS-Flip-Flop, dessen Q-Ausgang auf H schaltet und das Takttor für den Zähler freigibt. Nach Durchlaufen der Zählschaltung liefert Ausgang 8 der U 711 D über einen Negator den END-Befehl, wobei das FF zurückgesetzt und der Takt gesperrt wird. Flip-Flop, Negator und Takttor werden aus einer IS U 106 D gebildet.

Vor der ersten Ausgabe muß die U 710 D definiert gesetzt werden, da sonst eventuell bestimmte Registerinhalte beim ersten Durchlauf nicht abgegeben werden.

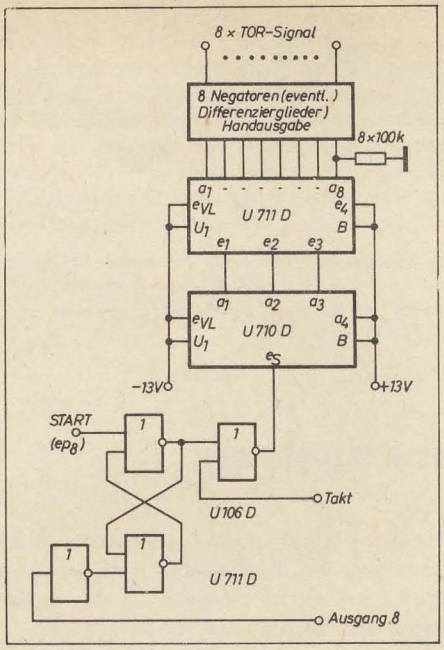


Bild 9: Ausgabemultiplexer

Die Taktimpulse können einer zentralen Versorgung oder einem eigenen Generator (astabiler Multivibrator aus NOR-Gattern) entnommen werden.

Die Open-drain-Ausgänge der U 711 D ermöglichen die Handsteuerung im einfachsten Fall durch Tasten parallel zum Ausgang (gegen +13 V).

Die Taktfrequenz bestimmt die Ausgabegeschwindigkeit. Ein Registerinhalt steht damit immer für die Dauer des aktiven Zustandes der Dekoderausgänge zur Verfügung. Ist diese Zeit zu lang, eine höhere Transfergeschwindigkeit jedoch nicht erwünscht, können Differenzierglieder eingefügt werden.

Da die Register U 311 D keinen Löscheingang besitzen, ist eine automatische Nulleingabe erforderlich, da sonst bei Inbetriebnahme eine Scheinbelegung auftritt.

Über eine Diode SAY 30 o. ä. werden deshalb die Taktimpulse der Ausgabeschaltung bei RESET-Befehl in der ODER-Schaltung (Bild 1 bzw. 2) wirksam. Alle Register übernehmen nach dem Befehl damit den beim Einschalten in den Koderschaltkreisen U 710 D vorhandenen Zustand „0". Während dieses Zyklus muß die Verbindung e_{ps} – RS-Flip-Flop unterbrochen werden, da sonst bereits ein Ausgabezyklus eingeleitet werden würde. Diese Funktion wird entsprechend Bild 10 realisiert. START und Takt für die Ausgabeschaltung werden mit dem RESET-Befehl verknüpft. Während RESET L führt, gelangen die Taktimpulse über ein UND-Gatter zur ODER-Schaltung des Koders, gleichzeitig wird START über ein weiteres UND auf H festgehalten. Der Negator wird durch das NAND-Gatter der IS U 107 D gebildet.

Die Kontaktschließzeit an RESET müßte demzufolge acht Taktperioden betragen. Um das zu vermeiden, wird mit einem RS-Flip-Flop (Bild 11) die Nutzung von Nadelimpulsen ermöglicht. Ein Nadelimpuls leitet den Löschzyklus ein, die erste Aktivierung des Eingangs e_{ps} (Ende des Löschzyklus) setzt das FF zurück und hebt den RESET-Befehl auf. Der RESET-Befehl kann somit aus der Zuschaltung der Betriebsspannung

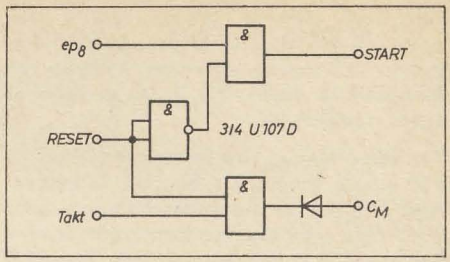


Bild 10: Bildung des RESET-(Lösch-)Befehls und Ausgabeblockierung

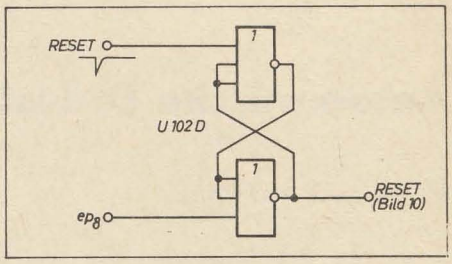


Bild 11: RESET-Impulsfangschaltung

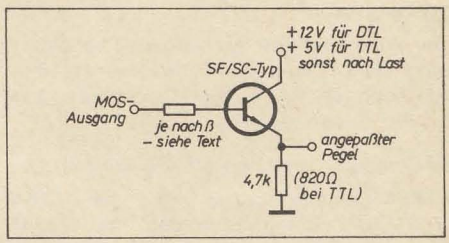


Bild 12: Kollektorstufe zur Pegelanpassung

abgeleitet werden, so daß der Zyklus automatisch abläuft.

Eigenschaften und Einsatz

Die vorgestellten Teilschaltungen wurden auf einzelnen Leiterplatten realisiert. Somit ergibt sich die Möglichkeit des raschen Austausches. Alle wichtigen Signale werden über Gatter oder geeignete Eingänge z. B. der U 710-D-Schaltkreise eingegeben. Somit liegen in den eigentlichen Signalwegen keine Kontakte. Damit ist es möglich, alle Funktionen durch elektronische Schaltungen, z. B. Fühler, auszulösen.

Diskrete Bauelemente wurden weitestgehend vermieden, es wurden durchgehend MOS-Schaltkreise gleichen Leitungstyps eingesetzt. Die Anpassung des Datenbusses an evtl. andere Pegel, z. B. TTL-Pegel, erfolgt nach Bild 12 vorteilhaft durch Kollektorstufen, wobei der H-Pegel am Ausgang durch die Wahl der Spannung an den Kollektoren bestimmt wird. Die Basiswiderstände werden entsprechend der Stromverstärkung der Transistoren so gewählt, daß die Lastbedingungen der verwendeten MOS-Schaltungen eingehalten werden. In gleicher Weise können alle Befehlssignale nach außen geführt werden.

Mit der Dateneingabeeinheit können z. B. Zählerketten gestellt werden, was in elektronischen Uhren von Vorteil ist.

Auf die Möglichkeit der elektronischen Speicherung von alphanumerischen Informationen bei Einsatz von zwei Kodierschaltungen wurde bereits hingewiesen. Vor allem durch seriellen Ausgabebetrieb ist hierbei die Übertragung derartiger Informationen über eine Leitung in digitaler

Form auf einfache Weise möglich. Auf einer Leitung wird dabei die serielle Information übertragen, auf einer weiteren der Ausgabetakt. Somit ist z. B. ein dreiadriges Kabel ausreichend.

Die Bereitstellung von Befehlsworten bis zu 8 bit wurde bereits als Beispiel behandelt. Wird anstelle der Ausgabeschaltung – oder mit dieser – an die Registerausgänge eine Anzeige geschaltet, so kann die Eingabeeinheit auch als Notizspeicher benutzt werden.

Eine weitere Einsatzvariante besteht in der Speicherung von Adressen, z. B. über das Telefon. Durch Tastendruck kann einerseits eine entsprechende Impulsfolge ausgesandt werden, andererseits besteht die Möglichkeit der Speicherung der Nummer, die bis zu acht Ziffern enthalten hann. Mit Hilfe der Ausgabeschaltung besteht die Möglichkeit der Abfrage zu beliebigen Zeitpunkten.

Insgesamt ergeben sich vielseitige Einsatzvarianten. Die vorgestellten Teilfunktionen enthalten ebenso viele Ansatzpunkte für weitere zugeschnittene Verknüpfungen. So kann z. B. eine komplette Wortserie mit Wortlängen bis zu 8 bit in Registern des Typs U 352 D abgespeichert werden. Die Wiederbereitstellung der seriell gespeicherten Worte kann durch direkte Eingabe in den Registereingabebus unter Abtrennung des Eingabekoders erfolgen.

Literatur

[1] Katalog MOS-Schaltkreise 1978 1979. VEB Funkwerk Erfurt, Kombinat Mikroelektronik

Automatische Ladestromregelung

JOACHIM LIEBOLD

Ein Problem beim Laden von gasdichten Akkumulatoren ist die Überwachung des Ladezustandes. Die Restkapazität muß genau bekannt sein, um bei vorgegebenem Ladestrom die Ladedauer zu ermitteln. Da das in den meisten Fällen schwierig ist, empfiehlt sich der Einsatz der vorgestellten Schaltung.

Wirkungsweise

Die Wirkungsweise der vorgestellten Schaltung (Bild 1) wird am Beispiel eines 12-V-Akkumulators (6 Kleinakkumulatoren 2 V/0,5 Ah) beschrieben.

Akkumulator entladen (Bild 2, Bereich 1)

Die Klemmenspannung liegt bei 10,8 V (6 × 1,8 V Entladespannung je Zelle). Durch die Z-Diode fließt kein Strom. Die Z-Spannung beträgt etwa 12 V, an der Diode liegt aber eine Spannung von 10,8 V. Der Transistor T_2 ist gesperrt. Seine Kollektor-Emitterstrecke ist hochohmig. Der Strom durch R_1 fließt deshalb vollständig in die Basis von T_1. Der Transistor T_1 ist leitend. Seine Kollektor-Emitterstrecke ist niederohmig (U_{CE} 0,5 V). Der Ladestrom fließt von Punkt A aus durch R_V, Kollektor-Emitter T_1, Si_1 in den Akkumulator.

Akkumulator teilweise aufgeladen (Bild 2, Bereich 2)

Solange die Klemmenspannung des Akkumulators kleiner ist als die Summe der Z-Spannung und Basis-Emitterspannung des Transistors T_2, ändert sich der Zustand der Schaltung nicht.

Akkumulator fast vollständig geladen (Bild 2, Bereich 3)

Die Klemmenspannung erreicht die Summe von Z-Spannung und Basis-Emitterspannung von T_2. Durch die Z-Diode fließt jetzt ein Strom. Dieser Strom fließt in die Basis von T_2, und die Kollektor-Emitterstrecke von T_2 wird niederohmig. Ein Teil des Stromes, der den Widerstand R_1 durchfließt, wird jetzt nach Masse abgeleitet. Daher sinkt der Basisstrom von T_1. Die Kollektor-Emitterstrecke von T_1 wird hochohmiger, und der Ladestrom wird kleiner.

Akkumulator vollständig aufgeladen

Die Klemmenspannung des Akkumulators ist auf etwa 13 V angestiegen. Der Z-Diodenstrom ist jetzt so groß, daß der Transistor T_2 fast den gesamten Strom von R_1 nach Masse ableitet. Über die Basis von T_1 fließt fast kein Strom mehr. Die Kollektor-Emitterstrecke ist jetzt hochohmig. Der Ladestrom ist gerade noch groß genug, um den Ladezustand des Akkumulators zu erhalten (etwa 0,5 mA, im Bild 2 nicht dargestellt).

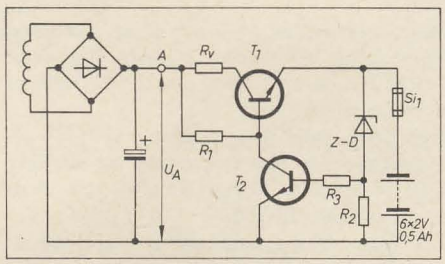


Bild 1: Schaltung für automatische Ladestromregelung

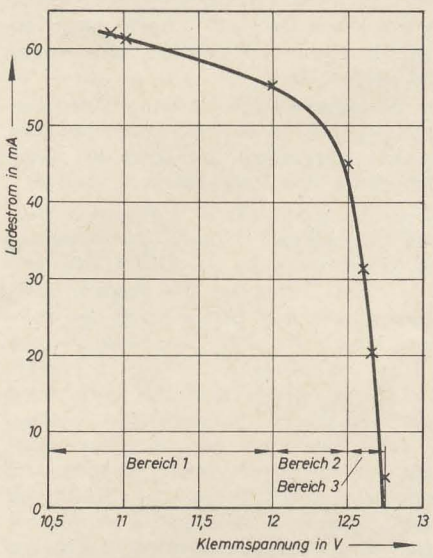


Bild 2: Abhängigkeit des Ladestromes von der Klemmenspannung (Werte des Mustergerätes)

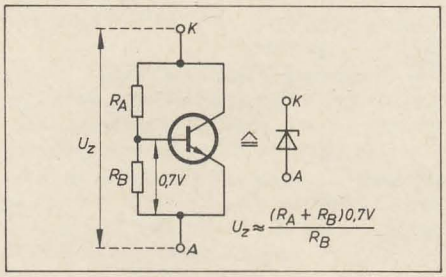


Bild 3: Z-Diodennachbildung

Leerlauf und Kurzschluß

Im Leerlauf steht am Ausgang eine Spannung in der Höhe der Ladeschlußspannung von etwa 13 V. Durch T_1 fließt der Z-Diodenstrom. Leerlauf hat keine schädlichen Folgen.

Im Kurzschlußfall beträgt die Klemmenspannung 0 V. Der Z-Diodenstrom ist Null, T_2 ist gesperrt, T_1 ist leitend. Es fließt ein Kurzschlußstrom von

$$I_K \approx \frac{U_A}{R_V}$$

Dauerkurzschluß ist nach Möglichkeit zu vermeiden, da die gesamte Leistung im Widerstand R_V in Wärme umgesetzt wird.

Hinweise zur Dimensionierung

U_A soll 3...5 V größer als die Ladeschlußspannung des Akkumulators sein. Bei den folgenden Berechnungen wurden allerdings Netzspannungsschwankungen (vereinfachend) nicht berücksichtigt.

Ladeschlußspannung je Zelle bei unterschiedlichen Akkumulatortypen:

Blei	2,2 V
Nickel-Kadmium	1,4 V
Silber-Zink	2 V

Ladestrom [1] [2]:

$I_L = (0{,}05...0{,}1)\ K_{20}$ (K_{20} Nennkapazität)

Widerstand R_V:

$$R_V \approx \frac{U_A - U_{Nenn}}{I_L} = \frac{15\,V - 12\,V}{60\,mA}$$
$$= 50\,\Omega, \text{ gewählt } 47\,\Omega$$

(U_{Nenn} Nennspannung des Akkumulators)

Widerstand R_1:

$$R_1 = \frac{(U_A - U_{Nenn} + 0{,}7\,V)B_{T1}}{I_L}$$
$$= \frac{(15\,V - 12\,V + 0{,}7\,V)80}{60\,mA}$$

$R_1 = 4{,}9\,k\Omega$, gewählt $4{,}7\,k\Omega$

(B_{T1} Stromverstärkung von T_1)

Widerstand R_2 (wirkt als Strombegrenzung des Z-Diodenstromes und als Reststromableitung von T_2):

$$R_2 \approx \frac{U_{BET2}}{I_Z} \approx \frac{0{,}7\,V}{0{,}5\,mA} = 1{,}4\,k\Omega$$

Widerstand R_3 (Schutzwiderstand für Basis von T_2):

$R_3 = 1\,k\Omega$

Z-Diode:

$U_Z = U_{LE} - U_{BET2} = 13{,}2\,V - 0{,}7\,V$
$= 12{,}5\,V$

ausgemessene SZX 18/12 oder SZX 18/13 (U_{LE} Ladeendspannung, $6 \times 2{,}2\,V = 13{,}2\,V$; U_{BET2} Basis-Emitterspannung von T_2)

Transistor T_1:

$$I_{C\,max} = I_K \approx \frac{U_A}{R_V} = \frac{15\,V}{47\,\Omega} = 320\,mA$$

$I_{C\,max} = 320\,mA$, $U_{CE\,max} \geq 15\,V$, $B_{T1} = 80$ (eingesetzt wird ein SF 126 B).

Transistor T_2:

$$I_{C\,max} = I_{R1} \frac{U_A}{R_1} = 3{,}2\,mA$$

$I_{C\,max} = 3{,}2\,mA$, $U_{CE\,max} = U_A = 15\,V$ (eingesetzt wird ein SC 206).

Sollte sich für die Z-Diode ein Typ ergeben, der nicht realisierbar ist, kann eine Nachbildung nach Bild 3 verwendet werden. Die Widerstände R_A und R_B dürfen nicht zu niederohmig werden, da der durch sie fließende Strom den Ladestrom schon vor Erreichen der Z-Spannung verringert. Gegebenenfalls ist daher der Wert von R_2 zu verkleinern (Bild 1). Diese Beeinflussung entfällt, wenn die Basis-Emitterstrecke eines Si-Transistors in Sperrichtung als Z-Diode verwendet wird (typischer Wert etwa 7 V).

Die Ladeschlußspannung kann bei Bedarf noch durch eine Reihenschaltung von Si- oder Ge-Dioden zur Z-Diode auf den erforderlichen Wert hin abgeglichen werden (Bild 4).

Der Widerstand R_V läßt sich schließlich durch eine Konstantstromquelle ersetzen, wobei dann auch im Kurzschlußfall nur der Konstantstrom fließen kann. Der Widerstand R_V wird im Kurzschlußfall mit einer Leistung von

$$P_{RV} = \frac{U_A^2}{R_V} = \frac{(15\,V)^2}{47\,\Omega} = 4{,}8\,W$$

belastet. Als Schutz kann Si_1 eingesetzt werden. Sie soll im Kurzschlußfall auslösen:

$$I_k = \frac{15\,V}{47\,\Omega} = 320\,mA.$$

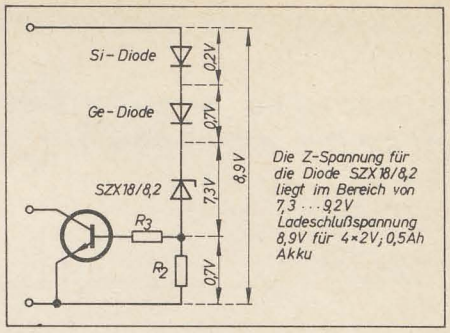


Bild 4: Reihenschaltung von Si- und Ge-Dioden zur Z-Diode für Abgleich auf Sollwert (im Beispiel: $U_Z < U_{Z\,Nenn}$). Die Z-Spannung liegt im Bereich von 7,3...9,2 V. Ladeschlußspannung 8,9 V für 4 × 2 V 0,5-Ah-Akkumulator

Da der Ladestrom zu 60 mA festgelegt wurde, kommt für Si_1 ein Wert von etwa 100 mA in Frage.

Literatur

[1] Miel, G.: Elektronik des Modellantriebes, Teil 2. Amateurreihe electronica Heft 174. Militärverlag der DDR, 1979

[2] Autorenkollektiv: Elektronikum. Stromversorgung von Funkgeräten, S. 302. Berlin: Deutscher Militärverlag, 1967

Fortsetzung von Seite 230

der Abstimmspannungsaufbereitung für den UKW-Tuner. Die Stromquellensteuerung des Stabilisierungsschaltkreises MAA 550 im Zusammenhang mit der Stromversorgungsschaltung der Sensorschaltkreise und der Temperaturkompensation der Kapazitätsdioden brachte eine Stabilität der Oszillatorfrequenz von ± 10 kHz im Netzspannungsbereich von 190...235 V bei 15 bis 25 °C.

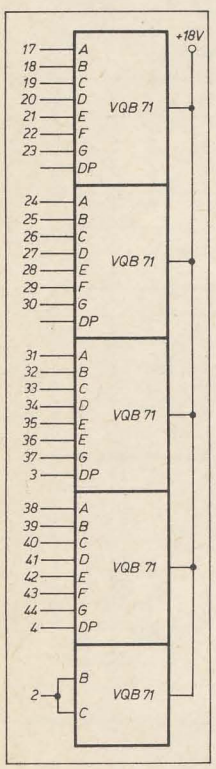


Bild 9: Siebensegmentdisplay

Bild 10: Abstimmspannungsaufbereitung ▶

Einschätzung der Ergebnisse

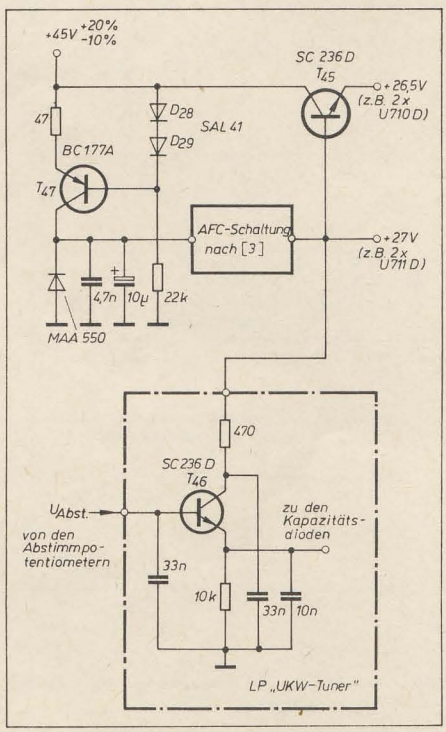
In der Literatur wird im Zusammenhang mit dem Einsatz von Frequenzanzeigebausteinen häufig auf Störstrahlungsprobleme der digitalen Baugruppen (vor allem der ECL- und TTL-IS mit ihren steilen Anstiegsflanken) hingewiesen.

Aus Gründen der Störstrahlung war in der beschriebenen Schaltung das RC-Integrierglied R_3, C_3 zur beabsichtigten Flankenverschleifung notwendig geworden.

Mit den getroffenen Maßnahmen wurde eine Verschlechterung des Signal-Rauschabstandes durch die Inbetriebnahme der Frequenzanzeigeeinheit bei einer rauschbegrenzten Empfindlichkeit von 0,6 µV an 60 Ω von nur 1 dB festgestellt. Dieser Wert bezieht sich auf den Frequenzbereich 87,5 bis 104 MHz und ist durchaus vertretbar. Im AM-Bereich war keine hörbare Verschlechterung festzustellen.

Der internationale Entwicklungstrend bezüglich digitaler Abstimmung von Rundfunkempfängern geht dahin, mikrorechnergesteuerte Abstimmverfahren zu realisieren. Derartige Systeme sind allerdings nur mit LSI-Schaltkreisen, d. h. mit speziellen CPU- und Zähler-IS, ökonomisch vertretbar.

Die in diesem Beitrag vorgestellte Variante stellt also lediglich einen ersten Schritt in Richtung digitaler Abstimmsysteme dar.



Literatur

[1] Welcker, F.: MOS-Digitaluhr. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 1, S. 57 und 58

[2] Schuster, R. K.: Das HF-Empfangsteil des HIFI Pre Ceivers X 6500 TP. Grundig Technische Informationen 26 (1979) H. 4, S. 180

[3] Böhme, G.; Freitag, D.: Stereosteuergerät toccata 940 hifi. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 3, S. 85–90 und 93

[4] Höhne, M.; Meder, H.; Koch, G.: Eigenschaften und vorläufige technische Daten der Typengruppe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 22, S. 721–725

Analoger Extremwertspeicher für unipolare Eingangsspannungen

Dr. SIEGFRIED GUNDERMANN
und Dipl.-Phys. WOLFGANG TIMPF

In der Meßtechnik besteht mitunter die Aufgabe, von einer unipolaren Meßgröße nicht nur den Maximalwert, sondern auch den Minimalwert zu speichern. Falls z. B. die Schwankungen der Meßwerte einen bestimmten Toleranzbereich nicht überschreiten sollen, kann bei Verwendung eines Extremwertspeichers nicht nur das Überschreiten der vorgegebenen Toleranz, sondern auch die Größe der erfolgten Abweichung ermittelt werden. Im folgenden soll ein derartiger analoger Extremspeicher beschrieben werden.

Das Prinzipschaltbild der Anordnung zeigt Bild 1. Die Speicherung des Maximalwertes der unipolaren Meßgröße – im folgenden wird nach Bild 2 von einer zeitlich veränderlichen Eingangsspannung ausgegangen – erfolgt mit Hilfe des Spitzenwertspeichers 1. Um den Minimalwert zu erhalten, wird die Spannungsdifferenz zwischen dem gespeicherten Maximalwert U_{max} und U(t) gebildet und auf den Eingang des analogen Spitzenwertspeichers 2 gegeben. Wenn U(t) seinen Minimalwert durchlaufen hat, erscheint am Ausgang des Spitzenwertspeichers 2 die maximale Differenz von $U_{max} - U(t)$. Danach wird die Differenz $U_{max} - (U_{max} - U_{min})$ gebildet, so daß man schließlich den Minimalwert $U_{E\,min}$ erhält.

Analoger Spitzenwertspeicher

Der Aufbau des analogen Spitzenwertspeichers ist aus Bild 3 ersichtlich, wobei die Funktionsweise der Schaltung in [1] ausführlich erläutert wurde. Bei der Realisierung ist besonders auf die Unterdrückung des Überschwingens der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers OV_1 beim Einspeichervorgang zu achten, da sonst ein zu großer Wert gespeichert wird. Als Ursache für das Überschwingen kommen u. a. eine ungünstige Frequenzkompensation des Operationsverstärkers und die durch C_M bedingte kapazitive Belastung in Frage. Solange sich die zu verarbeitende Eingangsspannung genügend langsam ändert, kann für den ersten Operationsverstärker ein normalkompensierter B 109 verwendet werden. Bei der kapazitiven Belastung durch C_M ist man auf eine Kompromißlösung angewiesen, da man einerseits an einer großen Speicherzeitkonstante, andererseits an einer kleinen Einspeicherzeit interessiert ist. Ein Überschwingen kann außer den obengenannten Gründen auch durch die R-C_M-Kombination, die ein Verzögerungsglied 1. Ordnung (T_1-Glied) dar-

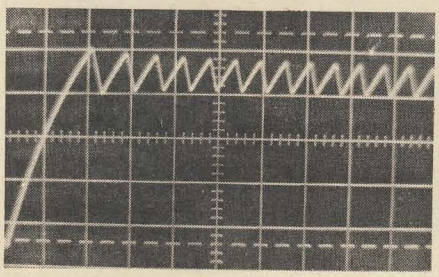


Bild 4: Sprungantwort eines analogen Spitzenwertspeichers nach Bild 1 mit R = 230 Ω und C_M = 10 µF (Y-Richtung: 2 V/RE, X-Richtung: 1 ms/RE)

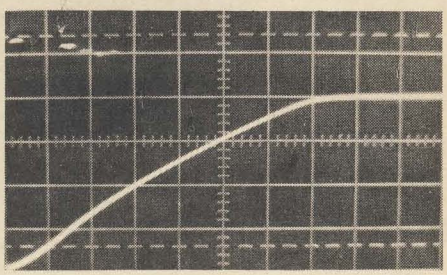


Bild 5: Sprungantwort eines Spitzenwertspeichers mit einem Phasennacheilglied mit R = 230 Ω, R_1 = 250 Ω und C_M = 10 µF (Y-Richtung: 2 V/RE, X-Richtung: 10 µs/RE)

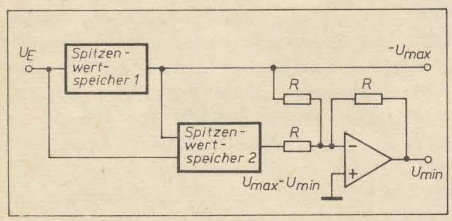


Bild 1: Prinzipschaltbild des Extremwertspeichers

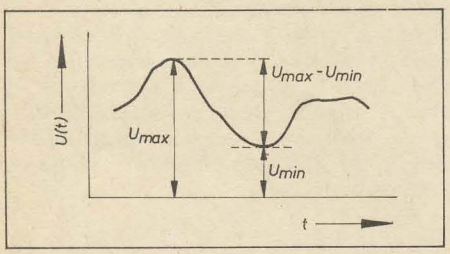


Bild 2: Eingangsspannung als Funktion der Zeit

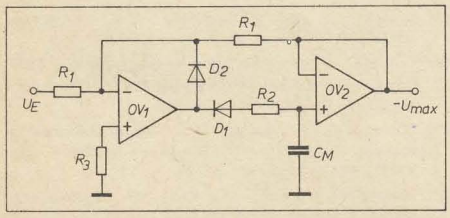


Bild 3: Prinzipschaltung eines analogen Spitzenwertspeichers (für positive Eingangsspannungen)

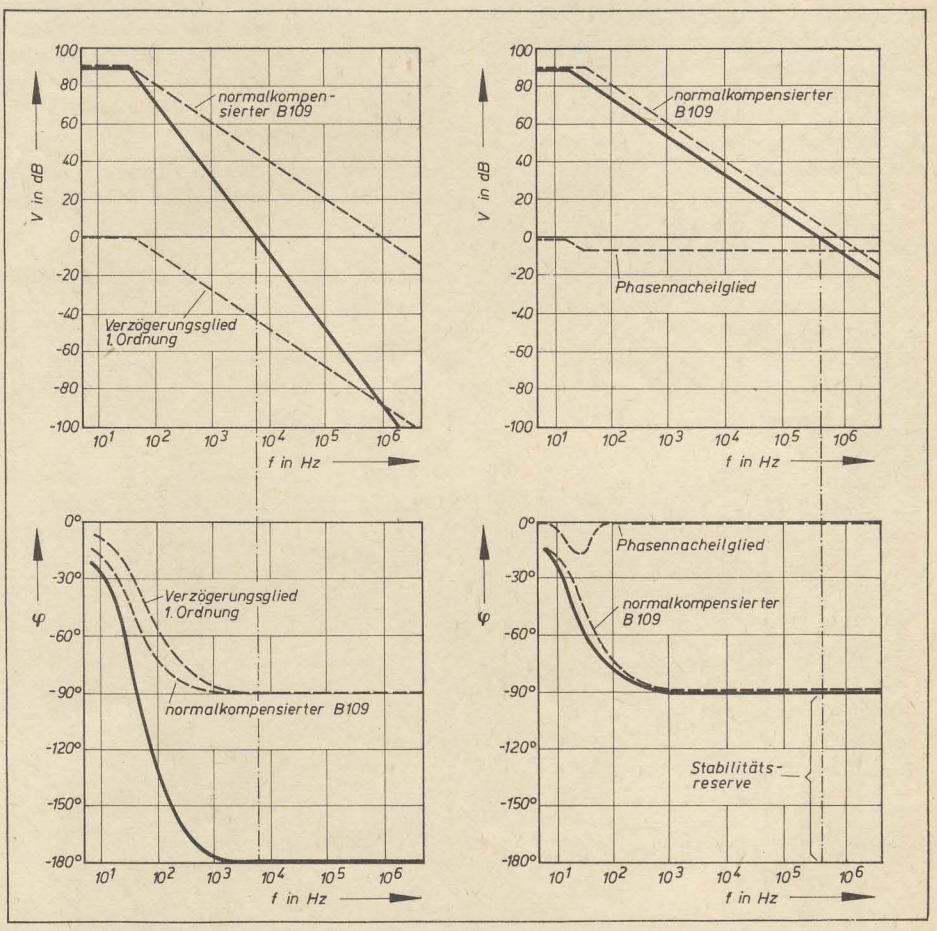


Bild 6: Amplituden- und Phasengänge der Schleifenverstärkung des Spitzenwertspeichers mit Verzögerungs- bzw. Phasennacheilglied

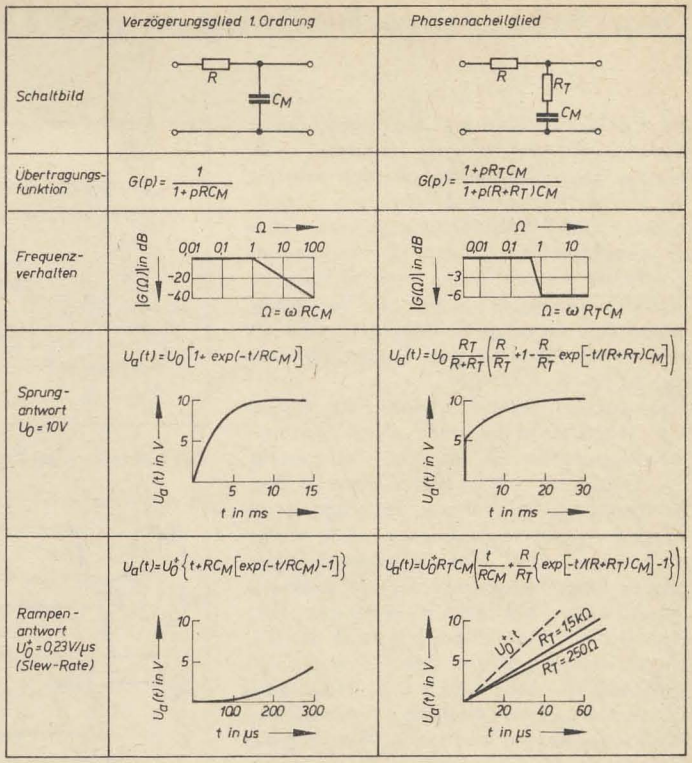
stellt, hervorgerufen werden ($R = R_2 + R_i + R_F$, R_i = Innenwiderstand des OV_1, R_F = Durchlaßwiderstand der Diode D_1).

Dieses Verzögerungsglied erzeugt zu der Phasenverschiebung eines normalkompensierten B 109 eine weitere von 90°, so daß man eine Gesamtphasenverschiebung von 180° erhält, da der Spannungsfolger OV_2 die Phasenlage nicht beeinflußt. Es verbleibt beim 0-dB-Durchgang der Schleifenverstärkung keine Stabilitätsreserve im Phasengang, und die Schaltung zeigt ein Überschwingen in der Sprungantwort. Das Oszillogramm im Bild 4 zeigt die Sprungantwort eines analogen Spitzenwertspeichers, wobei die Diode D_1 überbrückt wurde. Hier wird das beschriebene Verhalten noch einmal deutlich.

Um dieses Überschwingen zu beseitigen, wurde anstatt des T_1-Gliedes RC_M ein Phasennacheilglied (T_1-D-Glied) nach [2] verwendet. In der eingesetzten Dimensionierung hat das Phasennacheilglied keinen wesentlichen Einfluß auf den Phasengang der Anordnung. Es verbleibt die ideale Stabilitätsreserve von 90 Grad, wodurch die Sprungantwort des Spitzenwertspeichers ein aperiodisches Einschwingen aufweist (Oszillogramm im Bild 5).

Die resultierenden Amplituden- und Phasengänge der Schleifenverstärkung sind für einen Spitzenwertspeicher mit Verzögerungsglied 1. Ordnung bzw. mit Phasennacheilglied im Bild 6 dargestellt. Bild 7 zeigt in einer Gegenüberstellung die Schaltbilder, die Übertragungsfunktionen, das Frequenzverhalten, die Sprung- und die Rampenantworten des verwendeten Verzögerungs- und Phasennacheilgliedes. Bei der Berechnung der Rampenantworten wurde die experimentell ermittelte Slew-Rate eines normalkompensierten B 109 von 0,23 V/µs vorausgesetzt. Der Widerstand R im Phasennacheilglied bleibt konstant, während R_T variiert werden kann. Bei Vergrößerung von R_T nähert sich die Rampenantwort der Eingangsspannung, also der Slew-Rate des ersten Operationsverstärkers, dadurch kommt es aber zu einer Erhöhung der Einspeicherzeit. Um eine nicht allzu große Einspeicherzeit zu erhalten, ist es notwendig, auch hier einen Kompromiß einzugehen.

Bild 7: Gegenüberstellung von Verzögerungsglied 1. Ordnung und Phasennacheilglied mit den experimentell ermittelten Werten $R = 230\ \Omega$, $R_T = 250\ \Omega$ sowie $C_M = 10\ \mu F$



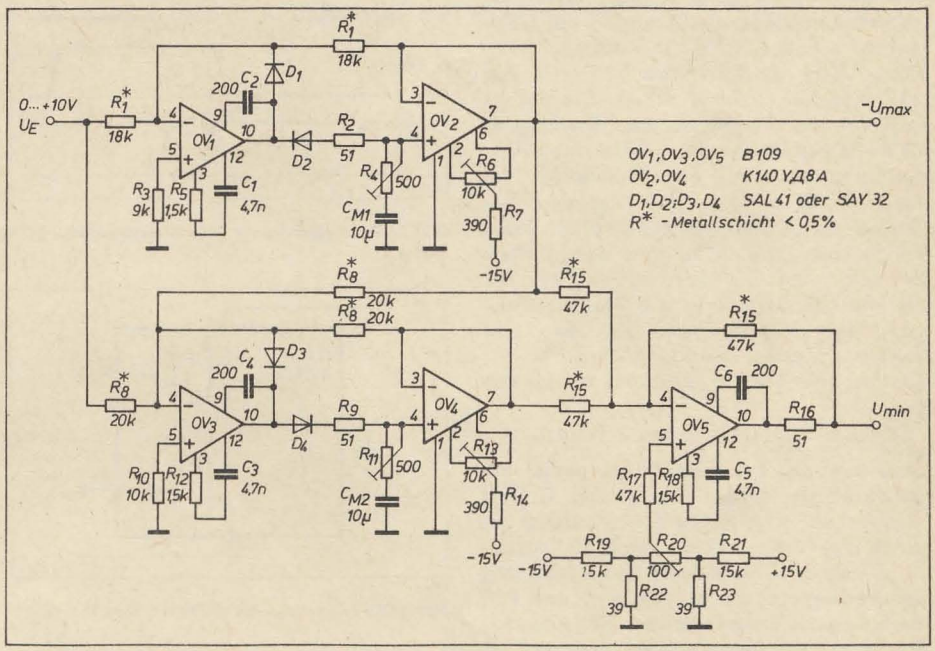


Bild 8: Schaltung des realisierten analogen Extremwertspeichers für unipolare Eingangsspannungen

Unipolarer Extremwertspeicher

Im Bild 8 ist die vollständige Schaltung des analogen Extremwertspeichers angegeben [3]. Die Spannungsfolger OV_2 und OV_4 müssen über einen sehr hohen Eingangswiderstand verfügen und wurden deshalb mit Operationsverstärkern vom Typ К140УД8А (UdSSR) aufgebaut [4]. Der Sperrstrom der Dioden D_2 und D_4 muß äußerst gering sein. Es kamen SAY 32 zur Anwendung, deren Sperrstrom etwa 500 pA bei einer Sperrspannung von 10 V beträgt. Der erste analoge Spitzenwertspeicher weist außer der Beschaltung mit einem Phasennacheilglied keinerlei Besonderheiten auf. Er speichert den Maximalwert der Eingangsspannung. Für das Erfassen und Speichern der maximalen Differenz $U_{max} - U_{min}$ wurde der zweite Spitzenwertspeicher als Summierer beschaltet. Dies ist möglich, da der Spitzenwertspeicher in der verwendeten Form als ein Operationsverstärker mit Speichereigenschaften aufgefaßt werden kann. Anschließend folgt ein Summierer. Um eine hohe Genauigkeit und eine geringe Drift der gesamten Schaltung zu erreichen, werden als verstärkungsbestimmende Widerstände ausgemessene Metallschichtwiderstände verwendet.

Ergebnisse

Um eine große Speicherzeit zu erhalten, wurde als Speicherkondensator C_M ein MKT-Kondensator von 10 µF eingesetzt. Die zeitliche Messung des Dachabfalls der gespeicherten Werte ergab eine Speicherzeitkonstante $R_{entl.}C_M \approx 17$ h, wobei sich der Entladewiderstand aus der Parallelschaltung von $R_{I.}$, R_{sp} und R_{is} ergibt ($R_{I.}$ – Eingangswiderstand des Spannungsfolgers, R_{sp} – Sperrwiderstand der Dioden D_2 und D_4, R_{is} – Isolationswiderstand des C_M).
Der Entladewiderstand $R_{entl.}$ nahm nach den Berechnungen einen Wert von etwa 6,1 GΩ an. Die entsprechenden Ersatzschaltbilder und Gleichungen können aus [5] entnommen werden.
Die Wirkung der Phasennacheilglieder R_2-R_4-C_{M1} und R_9-R_{11}-C_{M2} wird durch die Einstellregler R_4 und R_{11} bestimmt, die auf den Wert eingestellt werden, bei dem die Sprungantwort der Spitzenwertspeicher kein Überschwingen mehr zeigt. Die Messung der eingestellten Werte ergab für R_4 und R_{11} 250 Ω, so daß sich eine Einspeicherzeitkonstante von 4,8 ms ergibt, wobei außer den Widerständen R_2 und R_9 auch die Innenwiderstände der Operationsverstärker OV_1 und OV_3 sowie die Durchlaßwiderstände den Dioden D_2 und D_4 berücksichtigt werden müssen.

Fortsetzung auf Seite 258

Impulsformerschaltungen mit TTL-IS

Häufig werden Impulse konstanter Dauer benötigt, die von anderen Impulsen wechselnder Dauer abgeleitet werden müssen. In diesen Fällen muß zwischen Impulsquelle und Verbraucherschaltkreis eine flankentriggerbare Impulsformerbaustufe geschaltet werden. Stehen monolithisch integrierte Lösungen nicht zur Verfügung, lassen sich derartige Schaltungen auch mit minimalem Aufwand aus Gatterschaltkreisen aufbauen.

Eine grundsätzliche Ausführung mit mehreren NAND-Gattern und einer Verzögerungsbaugruppe ist im Bild 1 dargestellt. Die Gatter G_1 und G_2 bilden eine RS-Triggerschaltung, bei der der Setzeingang als Triggereingang vorgesehen ist. Die weiteren Gatter und die Verzögerungsbaugruppe liefern eine zeitverzögerte Rücksetzimpulsflanke. Mit der einsetzenden H-L-Flanke am Triggereingang e wird der RS-Trigger umgekippt und das Gatter G_4 zum Umschalten vorbereitet. Die H-L-Flanke (Vorderflanke des Ausgangsimpulses) des Ausganges $\overline{Q} = a$ erzeugt am Ausgang des Gatters G_3 eine L-H-Flanke, die zeitverzögert am zweiten Eingang des Gatters G_4 eintrifft und dieses am Ausgang auf L-Potential schaltet. Die entstehende H-L-Flanke setzt den RS-Trigger wieder in den ursprünglichen Zustand zurück. Die daraus resultierende L-H-Flanke am Ausgang $\overline{Q}$ stellt die Rückflanke des gewünschten Ausgangsimpulses dar. Die H-L-Flanke am Ausgang Q schaltet den Ausgang des Gatters G_4 wieder auf H-Potential. Nach Verstreichen der Schaltzeit des Gatters G_3 und der Verzögerungszeit t_V hat die Impulsformerschaltung wieder ihre Ausgangslage eingenommen; sie kann zum Zeitpunkt t_1 erneut getriggert werden.

Die Impulsdauer am Ausgang ergibt sich zu

$$t_{pa} = t_V + t_{DLH3} + t_{DHL4} + t_{DLH2}$$

Die minimale Impulsdauer ist durch die Schaltzeit der Gatter G_2, G_3 und G_4 fest vorgegeben. Eine größere Impulsdauer ist durch die Festlegung der Verzögerungszeit t_V erreichbar. Über die Art und Ausführung der Verzögerungsbaugruppe muß von Fall zu Fall entschieden werden. Bedeutenden Einfluß hat die geforderte Konstanz der Impulsdauer. Für die im Bild 1 gezeigte Schaltung ist der Aufwand sehr gering; es werden ein TTL-Schaltkreis (D 100 C, D 200 C) und eine Verzögerungsbaugruppe benötigt. Anhand des Zeitdiagramms im Bild 2 kann die Funktionsweise leicht verfolgt werden.

Wie die Bilder 3 bis 5 zeigen, ist die diskret aufgebaute Triggerschaltung im Bild 1 ohne Einschränkungen durch in integrierter Form vorliegende Flip-Flops mit Rücksetzeingang ersetzbar. Die Schaltungen der Bilder 3 und 1 sind identisch. Als Triggereingang wird der Setzeingang benutzt. Da die Eingänge R und S unabhängig vom Takt wirken, kann die gleiche Schaltung auch mit der IS D 172 C aufgebaut werden.

Bei der Schaltung im Bild 4 wird als Triggereingang die Taktklemme der IS D 172 C verwendet. Die nicht benutzten Eingänge J und S sind über einen Schutzwiderstand mit der Betriebsspannung verbunden. Der Eingang K liegt an Masse. Getriggert wird ebenfalls mit der H-L-Flanke.

Im Unterschied zu der im Bild 3 gezeigten Schaltung wird bei der Schaltung im Bild 5 der Takteingang als Triggereingang benutzt. Deshalb ist für diese Schaltung zum Triggern eine L-H-Flanke erforderlich. Als Reaktion auf die Triggerflanke setzt an den Ausgängen Q und $\overline{Q}$ die gleiche Schaltfolge ein wie bei den bisher besprochenen Schaltungen.

Der Einfluß der Schaltzeiten auf die Konstanz der Ausgangsimpulsdauer läßt sich nahezu vermeiden, wenn Schaltkreise der Hochgeschwindigkeitsserie eingesetzt werden und die Verzögerungsbaugruppe aus passiven Tiefpaßgliedern aufgebaut wird. Größere Schwankungen der Impulsdauer ergeben sich, wenn auch die Verzögerungsbaugruppe mit IS aufgebaut wird. Um eine Phasendrehung zu vermeiden, sind dann aber nichtinvertierende Gatter oder mindestens eine geradzahlige Anzahl von Invertern notwendig.

G. Turinsky

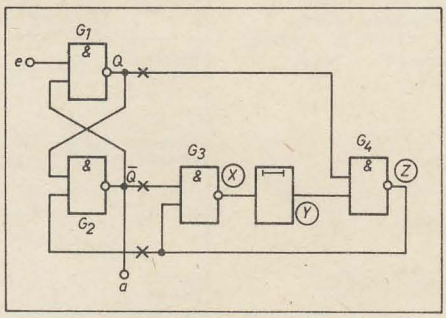


Bild 1: Impulsformerschaltung mit TTL-IS

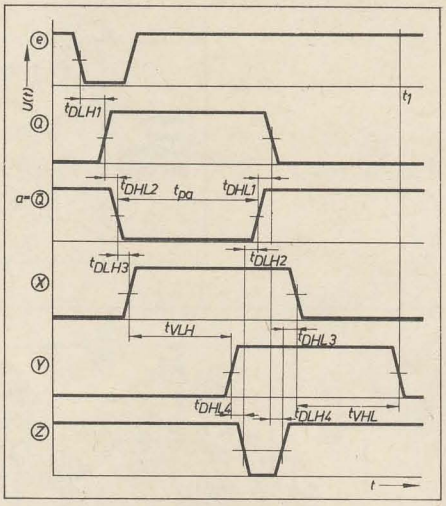


Bild 2: Zeitdiagramm zur Impulsformerschaltung im Bild 1

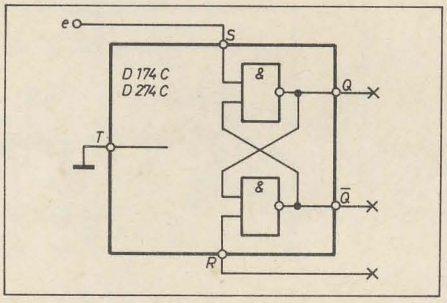


Bild 3: RS-Trigger aus der IS D 174 C bzw. D 274 C

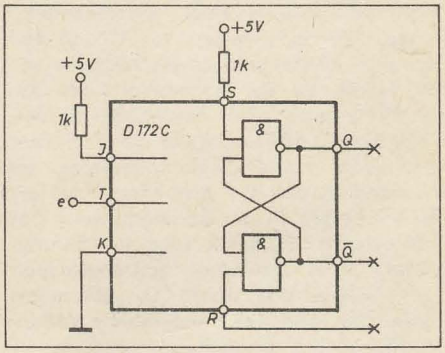


Bild 4: RS-Trigger aus der IS D 172 C

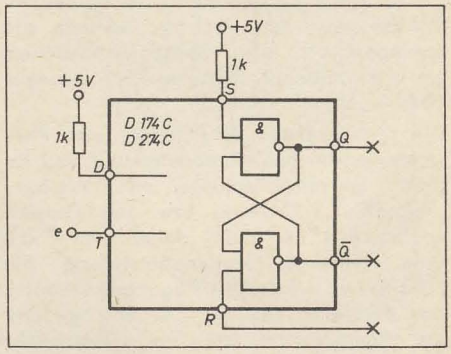


Bild 5: RS-Trigger mit IS D 174 C bzw. D 274 C und Takteingang

Fortsetzung von Seite 257

Literatur

[1] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1974

[2] Aigringer, M.; Heymel, G.; Unger, H.; Zietkowski, K.: Frequenzkompensierter Operationsverstärker A 709 mit hoher Slew-Rate. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 24, S. 804–805

[3] Timpf, W.: Realisierung einer Anordnung zur Bestimmung des Anpassungsfaktors bei Rauschtemperaturmessungen. Diplomarbeit, Sektion Physik/Elektronik, Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald 1980

[4] Katalog sowjetischer Halbleiterbauelemente. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 19 20

[5] Rost, A.; Nicolaisen, B.: Präzisionsmeßplatz zur Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit und Dämpfung von Ultraschallwellen in Festkörpern. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 8, S. 531–534

Nullaustastung im Zeitmultiplexbetrieb

HS-Ing. JÜRGEN JÜCHTER

Die beschriebene Schaltung ermöglicht die Dunkeltastung von Vornullen in einer mehrstelligen Ziffernanzeigeeinheit, deren Ansteuerung im Zeitmultiplexbetrieb erfolgt.

Die Dunkeltastung der nicht benötigten Vornullen in einer mehrstelligen Ziffernanzeigeeinheit bringt eine bessere Übersichtlichkeit der Zahlendarstellung mit sich. Während sich das bei statisch betriebener Anzeige in einfachster Weise durch eine entsprechende Verknüpfung der RBI-Eingänge und RBO-Ausgänge der Dekoderschaltkreise realisieren läßt, ist bei Ansteuerung der Anzeige im Zeitmultiplexbetrieb eine zusätzliche Logikschaltung zur Formierung von Dunkeltastimpulsen erforderlich, da nur noch ein Dekoder für alle Anzeigestellen Verwendung findet und die dekoderinterne Nullerkennungs- und Nullaustastlogik nicht genutzt werden kann. Die Möglichkeit, den RBI-Eingang auf L-Potential zu legen, bringt keine Lösung, weil da-

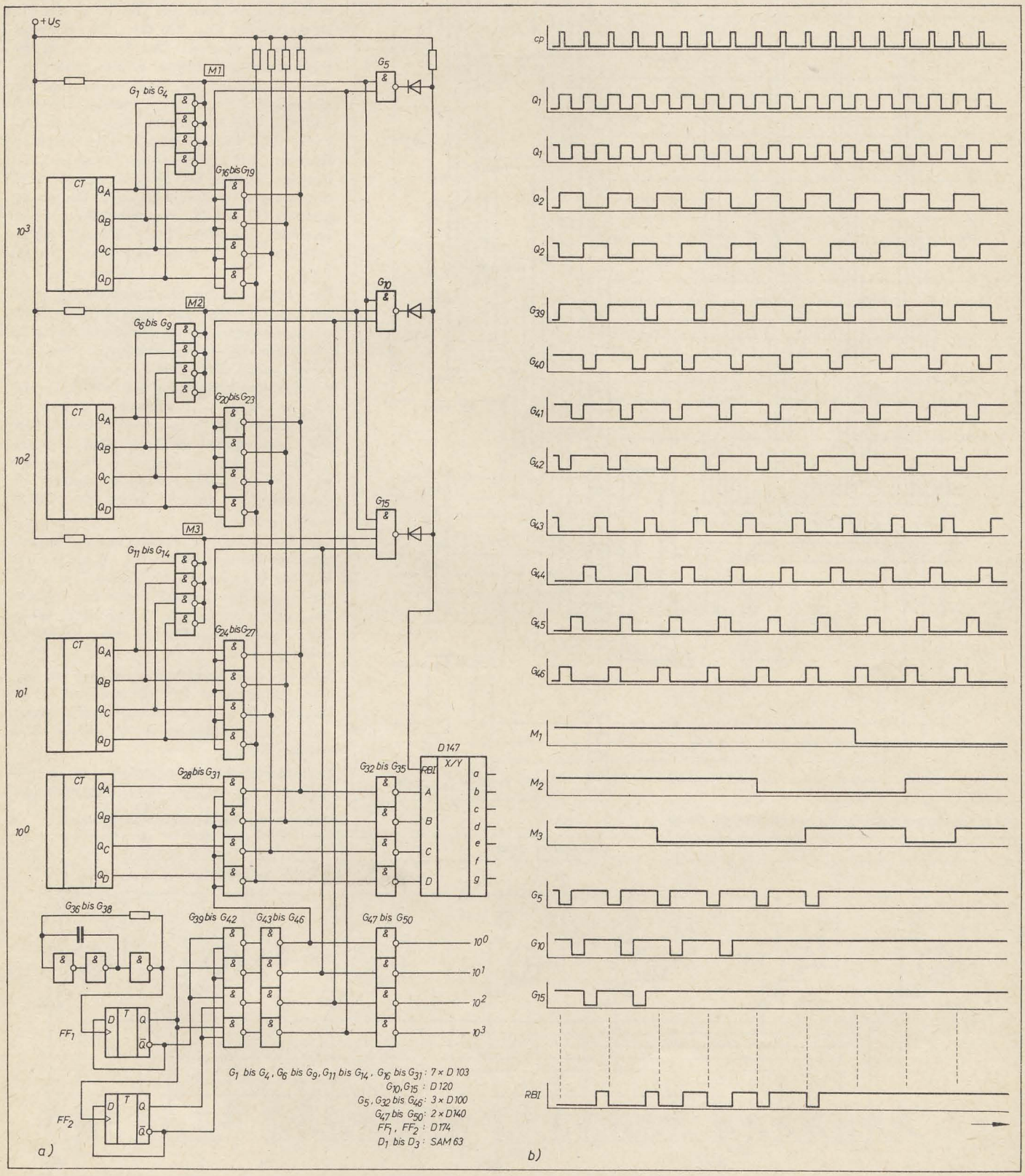


Bild 1: a) Vierstelliger Zähler im Zeitmultiplexbetrieb mit Vornullaustastung; b) Impulsdiagramme zur Schaltung Bild 1a

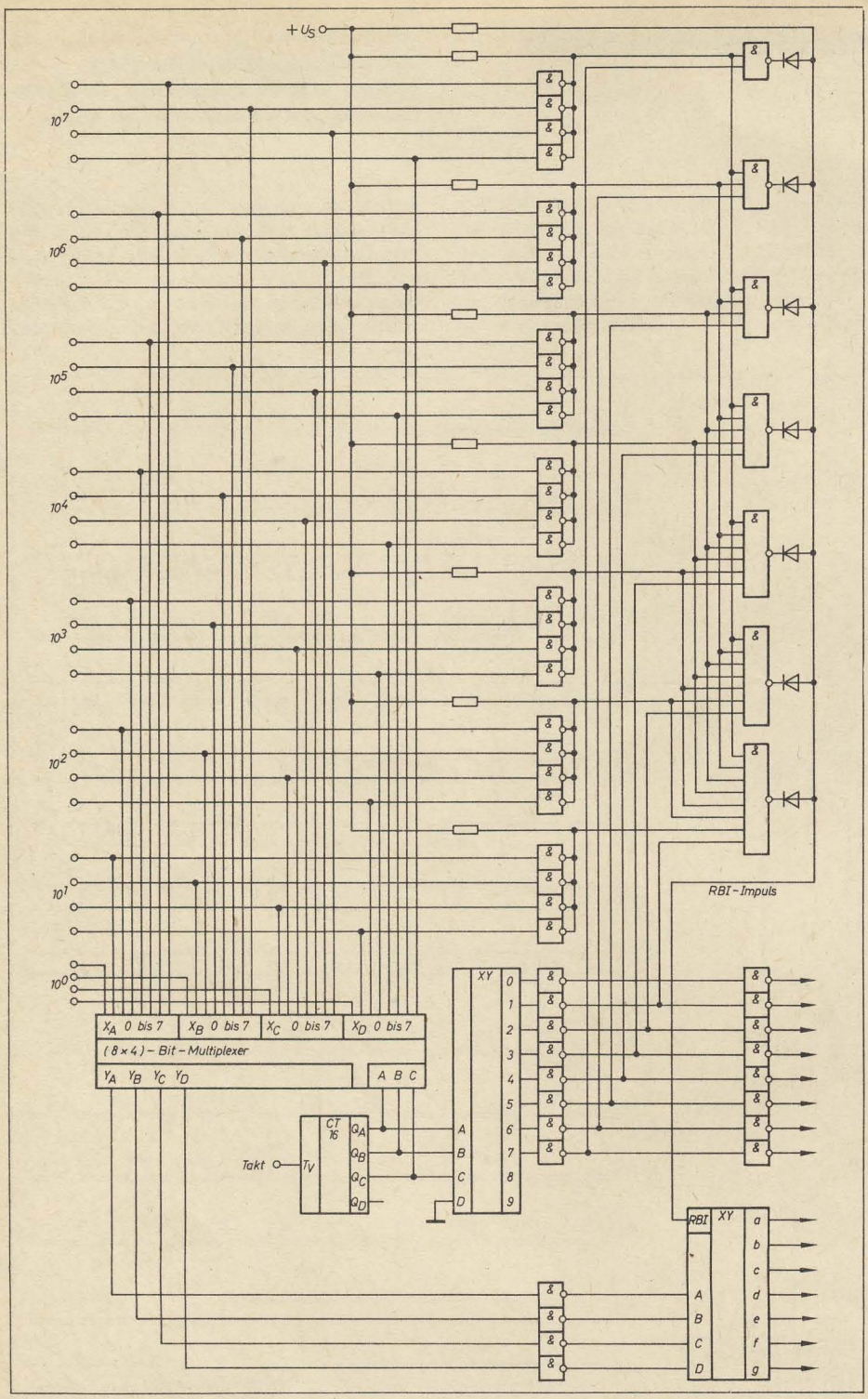


Bild 2: Erweiterte Schaltung für einen achtstelligen Zähler

bei außer den nicht benötigten Nullen auch alle anderen in der Anzeige auftretenden Nullen dunkelgetastet werden, was zu einer lückenhaften und unübersichtlichen Darstellung führt.

Bild 1a zeigt das Schaltbild eines vierstelligen Zählers im Zeitmultiplexbetrieb mit dem Schaltungszusatz zur Nullaustastung. Die Impulsdiagramme (s. Bild 1b) sollen seine Wirkungsweise verdeutlichen.

Die Gatter G_{16} bis G_{31} arbeiten als Stellenschalter und haben die Aufgabe, die an den Datenausgängen der Zählerstufen anliegenden Dateninformationen zeitlich nacheinander über den Datenbus und die Dateninverter G_{32} bis G_{35} zum Anzeigedekoder zu schalten. Die Ansteuerung der Stellenschalterquartette erfolgt über den Simultanschalter zur Stellensteuerung, der aus einem 2-Bit-Binär-Rückwärtszähler (FF_1 und FF_2) und einem nachgeschalteten Dekoder (G_{39} bis G_{42}) besteht. Der Simultanschalter wird durch einen Taktgeber, der aus den Gattern G_{36} bis G_{38} gebildet wird, angesteuert, wodurch an den Gatterausgängen G_{42} bis G_{39} nacheinander L-Pegel erscheint. Die Wirkungsweise des Simultanschalters ist im Impulsdiagramm dargestellt.

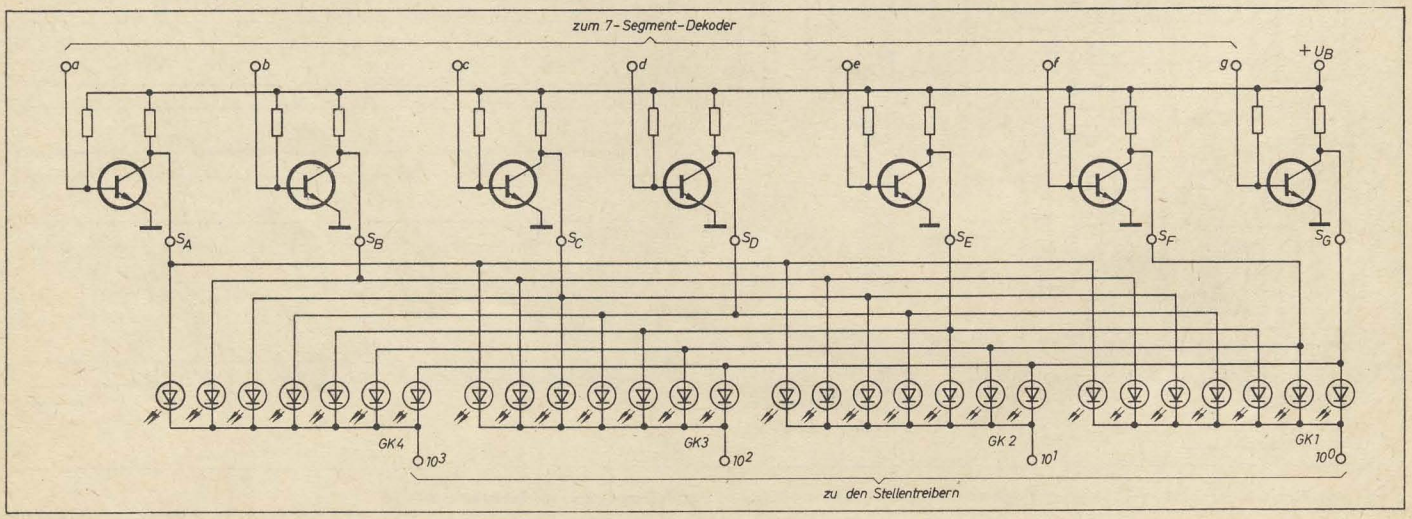
Die Gatter G_{43} bis G_{46} bewirken die erforderliche Inversion der Pegel an den Dekoderausgängen und gewährleisten, daß stets nur eines der Stellenschalterquartette geöffnet wird. Gleichzeitig werden die Anzeigestellentreibergatter G_{47} bis G_{50} angesteuert, womit eine eindeutige Zuordnung von Zähler- und Anzeigestelle gesichert ist. Die Treibergatter verfügen über Lastausgänge, so daß eine direkte Ansteuerung von Siebensegment-Anzeigeelementen mit gemeinsamer Katode (VQC 32, VQB 37 u. ä.) möglich ist.

Die Schaltung zur Nullaustastung besteht aus den Gattern G_1 bis G_4, G_6 bis G_9 und G_{11} bis G_{14}, die als Nulldetektoren arbeiten, sowie den Impulsformern G_5, G_{10} und G_{15}, die ausgangsseitig in bekannter Weise mit Entkopplungsdioden zum Wired-OR verknüpft sind.

Wie aus dem Schaltbild ersichtlich ist, sind den Zählerstellen 10^3, 10^2 und 10^1 je ein Nulldetektor und ein Impulsformer zugeordnet. Für die Zählerstelle 10^0 erfolgt keine Nullaustastung.

Die Nulldetektoren bestehen aus je vier Gattern mit offenen Ausgangskollektoren

Bild 4: Prinzipschaltbild der Anzeigeeinheit ▼



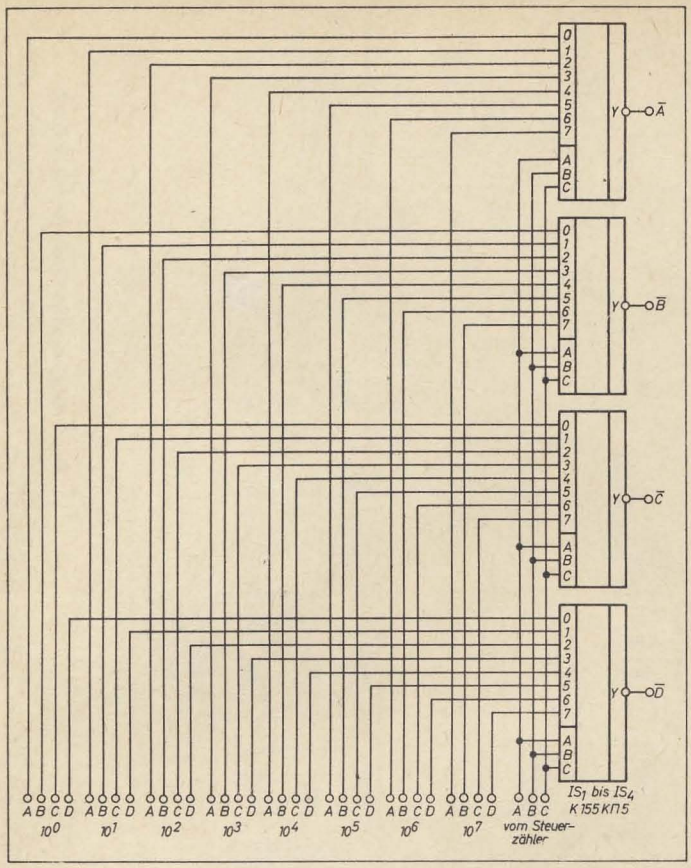


Bild 3:
(8 × 4)-Bit-Multiplexer für achtstellige Zähler

und sind zum Wired-OR zusammengefaßt. Bei jedem von Null verschiedenen Zählerstand liegt am Wired-OR-Ausgang der Nulldetektoren L-Potential, durch das der nachgeschaltete Impulsformer gesperrt wird. Nur bei der Ziffer Null wird das Impulsformergatter durch H-Pegel am Ausgang des Nulldetektors geöffnet.

Da die Impulsformer wie die Stellenschaltergatter durch den Simultanschalter angesteuert werden, entsteht bei Eintreffen eines H-Impulses vom Simultanschalter am Impulsformerausgang ein L-Impuls von gleicher Dauer, der über den RBI-Eingang des Dekoders die Anzeige dunkeltastet. Damit ist die Nullaustastung realisiert. Um zu verhindern, daß auch Nullen in der Anzeige ausgeblendet werden, wenn eine höhere Stelle mit einer von Null verschiedenen Ziffer belegt ist, wirkt der Nulldetektor der betreffenden Stelle nicht nur auf den dieser Stelle zugeordneten Impulsformer, sondern auch auf die Impulsformer mit niedrigerer Stellenwertigkeit. So wird z. B. bei einer von Null verschiedenen Ziffer in der Stelle 10^3 durch L-Potential an M1 an allen Impulsformerausgängen H-Pegel erzwungen, und es kann keine Dunkeltastung der Anzeige erfolgen. L-Potential an M2 bewirkt nur die Sperrung der Gatter G_{10} und G_{15}, d. h., durch G_5 ist in der Stelle 10^3 eine Dunkeltastung der Null möglich, während L-Pegel an M3 allein G_{15} sperrt und in den Stellen 10^2 und 10^3 die Möglichkeit zur Austastung der Anzeige offenläßt. H-Potential an M1, M2 und M3 führt zur Dunkeltastung aller Anzeigestellen außer der Stelle 10^0.

Da in der beschriebenen Schaltung eine Nullerkennung durch die Nulldetektoren erfolgt, ist die Dunkeltastung der Anzeige über den allgemeinen Dunkeltasteingang BI des Dekoders ebenso möglich wie über freie Gattereingänge der Dateninverter G_{32} bis G_{35}.

Eine eventuelle Leitungsunterbrechung von den Nulldetektoren zu den Impulsformern würde zur ständigen Dunkeltastung der betreffenden Stelle führen. Aus diesem Grunde wird der RBI-Eingang beschaltet, über den nur die Austastung der Ziffer Null möglich ist. Bild 2 zeigt das erweiterte Schaltbild für einen achtstelligen Zähler. Die Stellenansteuerung erfolgt hier durch einen 4-Bit-Binärzähler, der sowohl einen (8 × 4)-Bit-Multiplexer entsprechend Bild 3 als auch einen Dezimaldekoder ansteuert. Der Multiplexer übernimmt die Aufgabe der Stellenschalter zur Weiterleitung der Zählerinformationen zum Siebensegmentdekoder, während der Dezimaldekoder die Steuerung der Dunkeltastimpulsformer und der Anzeigestellentreibergatter realisiert (s. Bild 4).

Wir lernten kennen

Stereoradiorecorder M 4500 KE

Wenn aus dem etwa 450 mm breiten Gehäuse eines transportablen Radiorecorders von vier eingebauten Lautsprechern ein Stereoprogramm abgestrahlt wird, so ist das zwar absolut kein neuer Effekt, aber durchaus beeindruckend. Wieder wurde mit diesem Gerät der japanischen Fa. Sanyo im Handel eine Lücke bei Waren der anspruchsvolleren Angebotsklasse geschlossen.

Äußeres

Schwarzer und metallisierter Plast vermitteln einen sachlichen, funktionsbezogenen Eindruck: Metallische Ringe um die Lautsprecher, ein schmaler rechteckiger Rahmen um die vorn oben liegende, fast über die gesamte Gehäusebreite gezogene Skale, die auch das Kontrollinstrument für Batteriespannung (bei Recorderbetrieb) und Abstimmung (bei Rundfunkempfang) enthält. Links und rechts davon befinden sich die beiden Kondensatormikrofone.

Alle Bedienteile liegen oben, nur der Skalenknopf (mit Feinbetrieb!) ist an der rechten Seite oben angeordnet. Der Lautstärkesteller ist mit der Balanceeinstellung kombiniert. Daneben liegt der – leider einzige – Drehknopf für die Klangbeeinflussung. Getrenntes Einstellen von Höhen und Tiefen ist daher nicht möglich.

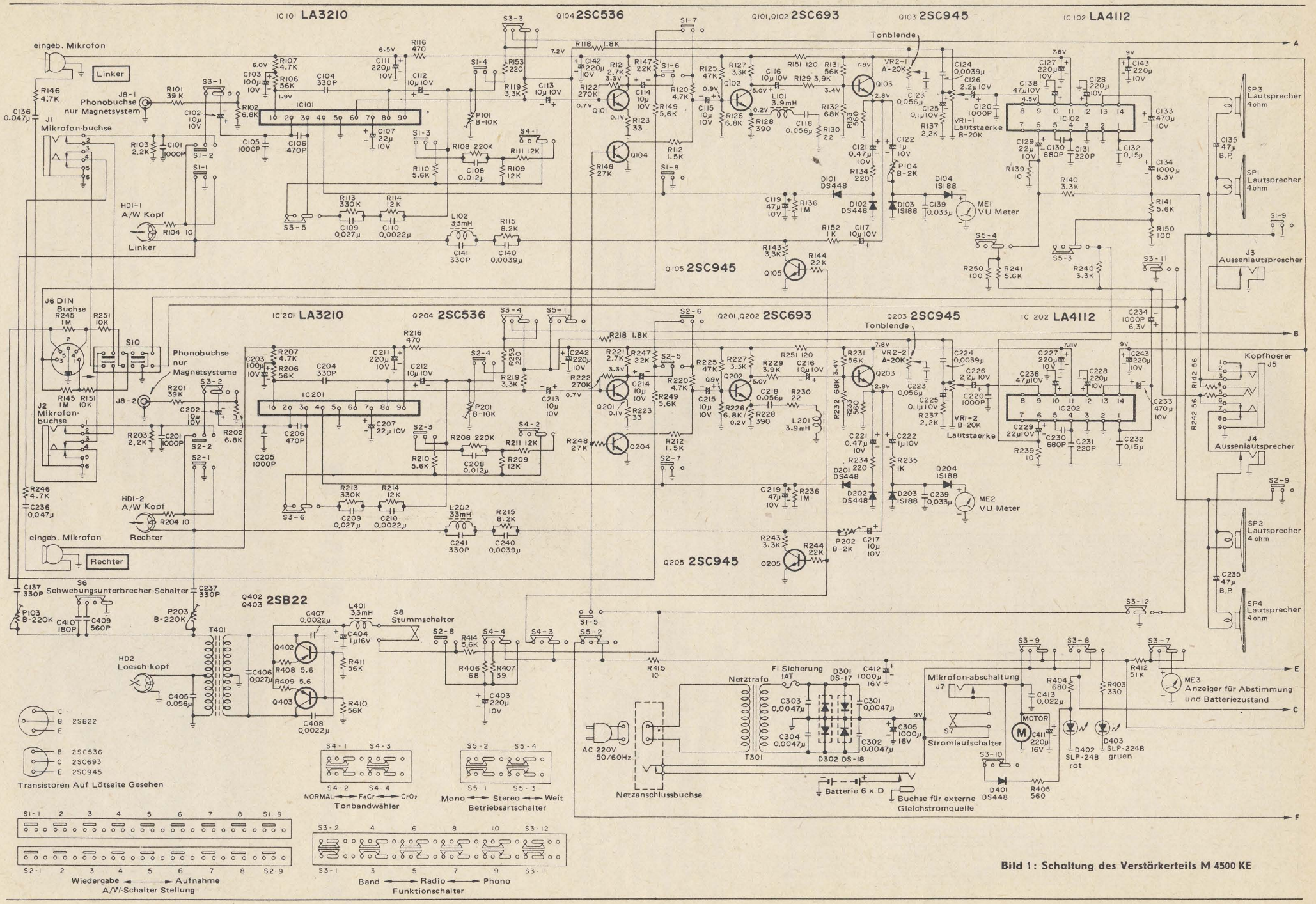


Bild 1: Schaltung des Verstärkerteils M 4500 KE

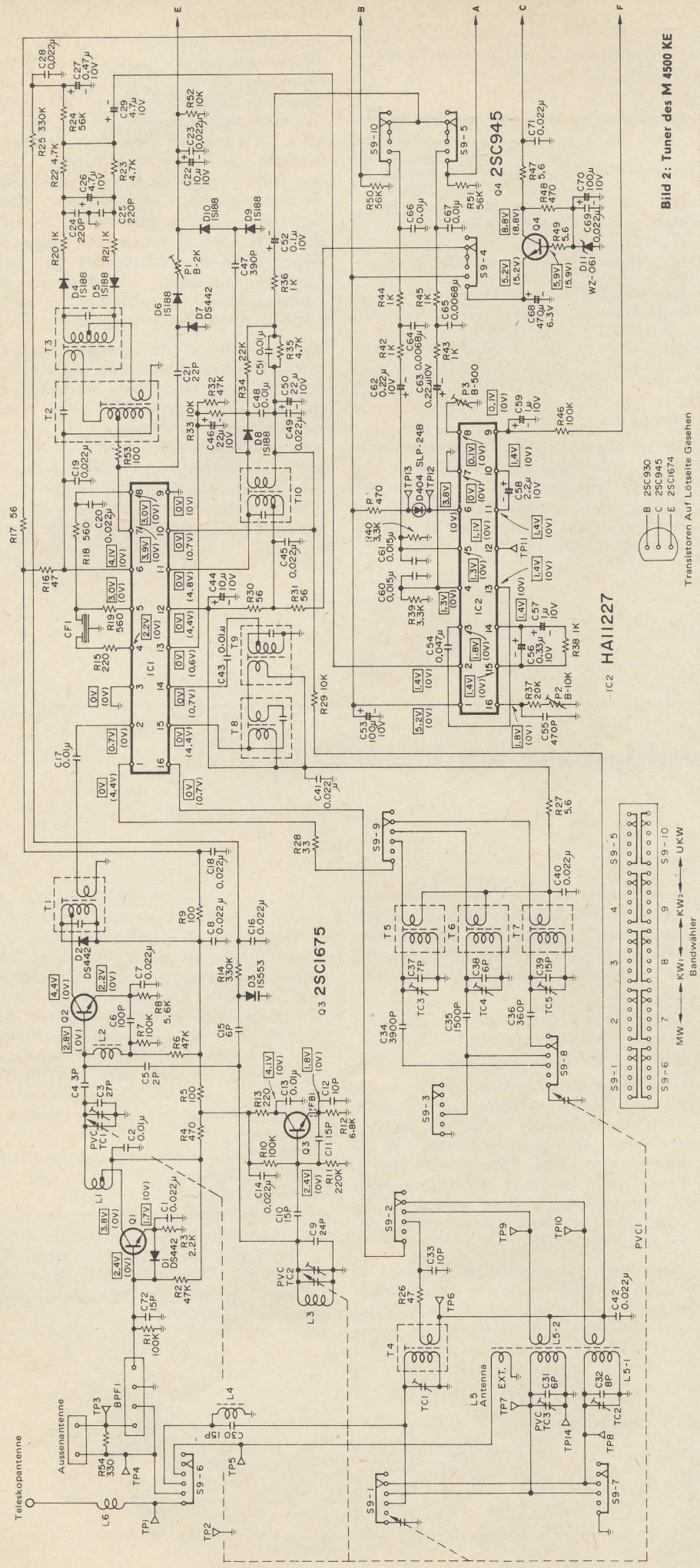


Bild 2: Tuner des M 4500 KE

Nach dem Funktionswahlschalter, einem Kippschalter mit drei Stellungen, folgen sechs leichtgängige, große und gut erkennbar beschriftete Tasten für den Recorderteil, der auch eine Pausentaste enthält.

Ein weiterer Schalter ist zur Umstellung des Recorders auf CrO_2-, FeCr- bzw. Normalband vorhanden. Als weitere Gebrauchswerterhöhung erweist sich die dritte Stellung des Mono-Stereo-Schalters. Auf Stellung „Wide" scheinen die Lautsprecher beträchtlich auseinanderzurücken – Ergebnis einer gut dosierten Verkopplung der beiden Endstufenkanäle (Matrix-Stereo). Dieser Schalter erspart es, die Lautsprecher für einen weiträumigen Stereoeindruck vom Gerät zu trennen. Das ist daher bei diesem Modell auch nicht vorgesehen. Wer die Vorteile größerer Boxen an den 3-W-Endstufen genießen möchte, kann das mit Hilfe der beiliegenden Adapterstecker tun. Sie sind in die unter dem Skalenknopf liegende Anschlußleiste einzuführen. Dort können außerdem angeschlossen werden: Außenmikrofone, Plattenspieler und Kopfhörer (wiederum über mitgelieferte Adapterstecker).

Auf der linken Schmalseite befinden sich die Netzbuchse und die 9-V-Buchse für eine externe Batterie. Blickfang in der unteren Hälfte der Vorderseite sind die beiden Aussteuermeßinstrumente, wichtig vor allem bei Mikrofonaufnahmen, denn eine Handaussteuermöglichkeit wurde auf Grund der vorhandenen Aussteuerautomatik nicht vorgesehen. Daß bei einem Gerät dieser Gebrauchswertklasse ein Bandzählwerk vorhanden ist, versteht sich von selbst.

Eigenschaften

Die Betriebseigenschaften des mit 5,2 kg noch recht gut zu transportierenden Gerätes gehen zum großen Teil bereits aus der Vorstellung seiner Bedien- und Informationsorgane hervor. Bleibt vielleicht noch einmal der Eindruck zu unterstreichen, zu dem bei einer guten Stereosendung der „Wide"-Schalter verhilft. 12 kHz als obere Grenzfrequenz (bei Normalkassetten 10 kHz) sind ein heute allgemein üblicher Wert. Die Wirksamkeit der beiden Hochtonlautsprecher erweist sich dabei als weniger beeindruckend als vermutet. Andere japanische Geräte schnitten darin schon besser ab. Dennoch ist das Gesamtklangbild im Rahmen der Möglichkeiten eines Portables als gut zu bezeichnen. Schade um die fehlende Möglichkeit der getrennten Klangbeeinflussung.

Den hohen Stand der Bipolar-Transistortechnik demonstriert ein UKW-Tuner in Emitterschaltung. Die Empfangsergebnisse im problematischen Berliner Raum erwiesen sich als gut (trotz des – leider auch hier benutzten – nur Zweifach-Drehkondensators). Die Fest-AFC reagiert exakt und verdrängt keinen empfangswürdigen Sender. Unerwünschte Mischprodukte blieben in Grenzen, in denen sie kaum störten. Nur im nichtbelegten Bereich oberhalb von 100 MHz kamen sie zur Geltung.

Ungewöhnlich umfangreich ist der auf zwei Bereiche aufgeteilte KW-Teil. Zwischen 2,3 MHz (!) und 23 MHz (120-m-Band bis 13-m-Band) kann empfangen werden. Dem 49-m-Band bleiben dabei zwar weniger als 1 cm Skalenlänge, doch sorgt der Feintrieb am Skalenknopf dennoch für

zufriedenstellende Einstellmöglichkeiten (außer vielleicht im 13-m-Band). Welche der empfangenen Stationen auf den eingestellten Bändern nur als Mischprodukte auftraten, konnte allerdings nicht beurteilt werden.

Bei Kassettenbetrieb beeindruckten vor allem die Aufnahmemöglichkeiten mit den beiden eingebauten Kondensatormikrofonen, die sich außerdem als recht empfindlich erwiesen. Im Gegensatz zu der von uns kürzlich getesteten japanischen Fernseh-Kassetten-Rundfunk-Kombination machten sich bei diesen Aufnahmen keine störenden Geräusche aus dem Kassettenteil bemerkbar.

Die automatische Bandendabschaltung mag als selbstverständliches, wenn auch sehr günstiges Detail des Kassettenteils gelten.

Grenzwerttest, Energiebedarf

Als Portable arbeitet das Gerät mit neun Zellen R 20. Es fordert ihnen relativ viel Strom ab, schon bei einer mit kleiner Lautstärke betriebenen Nachrichtensendung. Die wichtigsten Kombinationsmöglichkeiten wurden bei Nennspannung und bei 2/3 U_{Nenn} gemessen und in der Tafel zusammengefaßt. Die Werte gelten ohne Signal. Mit Signal sind Ströme bis nahezu 500 mA möglich.

Energiebedarf des Stereoradiorecorders M 4500 KE

	9 V	6 V	Grenzwert
AM	73 mA	39 mA	4,3 V 27 mA
FM	93 mA	56 mA	4,6 V 39 mA
Fono	70 mA	36 mA	
Kassette:			
Pause Play	113 mA	82 mA	5,5 V
Play	136 mA	105 mA	
Schnellgang	124 mA	92 mA	
Pause Record	150 mA	107 mA	
mit UKW	181 mA	130 mA	
Record	175 mA	130 mA	
mit UKW	207 mA	154 mA	

Service

Für Importgeräte stehen dem autorisierten Service Unterlagen und Ersatzteile zur Verfügung. Angesichts der rein japanischen Bestückung (u. a. sechs Schaltkreise) sollte man auf eigene Bemühungen im Reparaturfall verzichten.

Gesamturteil

Im Anschaffungswert liegt das Gerät in der Größenordnung einer guten ortsfesten Stereoanlage. Es wird darum wohl nur eine begrenzte Schicht von Käufern ansprechen, die auch beim Camping und am Wochenende nicht auf den Genuß von Stereodarbietungen verzichten wollen und die daneben auch die Vorzüge eines extrem großen Kurzwellenbereiches zu schätzen wissen.

Das Gerät läßt relativ wenig Wünsche offen, zu denen neben der getrennten Klangbeeinflussungsmöglichkeit und einer besseren Zuordnung von Abstimm- und Lautstärkeknopf die sogar bei Netzbetrieb fehlende Skalenbeleuchtung zählt.

An den relativ großen Energiebedarf wird man sich gewöhnen können, wenn notfalls noch die 12-V-Autobatterie mit herangezogen wird – selbstverständlich nur in Verbindung mit einem Reduzierglied, am einfachsten und sichersten in Form von fünf bis sechs in Reihe geschalteten 1-A-Dioden.

Wie der Grenzwerttest zeigt, ist Betrieb bei 6 V ebenfalls (selbstverständlich bei verminderter Ausgangsleistung) noch sichergestellt.

Diskussion

Analogschalter und -multiplexer mit MOSFET [1]

STEFFEN KLAWUN

Die in dem Beitrag vorgestellten Ergebnisse können aus eigener jahrelanger Erfahrung bestätigt werden. Um die Funktionsfähigkeit der vorgestellten Analogschalter und -multiplexer mit den verwendeten MOSFETs unter allen Bedingungen zu gewährleisten, sollten jedoch einige Ergänzungen und Berichtigungen vorgenommen werden.

1. Die ermittelten Ergebnisse sind nur unter der Bedingung $-U_T = 6$ V gültig. Laut Datenblatt kann $-U_T = 3...6$ V betragen. Das bedeutet, daß im ungünstigsten Fall bei $-U_T = 3$ V und einer Eingangsspannung von $+5$ V der entsprechende MOSFET nicht mehr sperrt, sondern entsprechend den dargestellten Diagrammen bereits einen Kanalwiderstand von $R_{DS} = 150\ \Omega$(!) aufweist. Die Kurven in den dargestellten Diagrammen müssen für diesen realen Fall um 3 V nach rechts verschoben werden (Bilder 5 und 6 des o. g. Beitrages).

Um ein sicheres Sperren auch unter diesen Bedingungen zu garantieren, ergibt sich hieraus die Anwendung der schon vielfach in der Praxis bewährten Methode, die Gatespannung zwischen einer negativen und einer positiven Betriebsspannung zu schalten, wobei gewährleistet werden muß, daß Bulk stets positiver als Gate bleibt. Das geschieht zweckmäßigerweise zwischen den Spannungen -17 V (-15 V) und $+5$ V (TTL).

In dieser Betriebsart ist damit ein Übertragungsbereich von ± 6 V mit den ermittelten Kennwerten möglich. Dazu ist der vorgeschlagene Pegelumsetzer entsprechend Bild 1 abzuändern. In dieser Schaltung sind die TTL-Anpaßbedingungen günstiger realisiert.

Die Schaltlogik ändert sich hierbei nicht. Es kann ein beliebiger pnp-Transistor eingesetzt werden (U_{CEO} beachten).

2. Der eingesetzte Lastwiderstand R_L wurde nur unter Berücksichtigung des R_{off} ermittelt. Dabei wurde der Einfluß des nachgeschalteten Operationsverstärkers A 109 nicht berücksichtigt. Offensichtlich wurde dieser Einfluß unbewußt durch den vermutlich empirisch gefundenen „optimalen" $R_L = 820$ kΩ kompensiert bzw. an der zulässigen Grenze gehalten.

Wenn der laut Datenblatt mögliche $I_I = 1{,}5$ µA auftritt (praktische Werte liegen in der Regel bei 0,1...0,5 µA), muß dieser Strom bei gesperrten MOSFETs über R_L fließen, wobei eine Spannung von $U = R_L I_I = 820\ k\Omega \cdot 1{,}5\ \mu A = 1{,}23$ V entsteht. Abhilfe schaffen hier nur umfangreiche Kompensationsmaßnahmen. Die Auswahl extrem stromarmer Exemplare ist unter industriellen Bedingungen nicht möglich. Daraus folgt, daß nur ein Operationsverstärker mit FET-Eingangsstufe, z. B. der international übliche µA 740 oder der SU-Typ К 140 УД 8, einsetzbar ist, um die im o. g. Beitrag gestellten Bedingungen realisieren zu können.

3. Die unter dem Abschnitt „Spannungsfolger" dargelegten Ausführungen sind zum Teil unkorrekt.

Im Spannungsfolgerbetrieb ist die Differenzeingangsspannung von untergeordneter Bedeutung. Wichtig ist in dieser Betriebsart die Gleichtakteingangsspannung, da bekanntermaßen der Pegel am Pin 4 der A 109 dem Pegel am Pin 5 folgt.

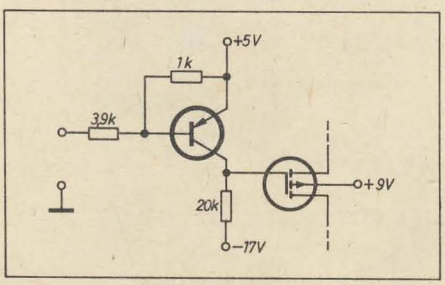


Bild 1

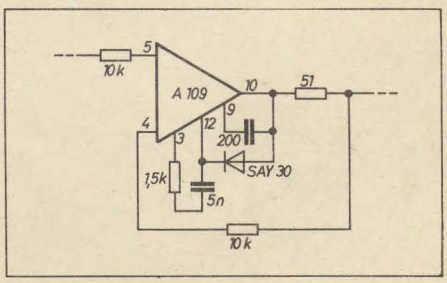


Bild 2

Die zulässige Gleichtakteingangsspannung der A 109 beträgt laut Datenblatt ± 10 V, so daß der Spannungsfolger an sich auch diesen Spannungsbereich übertragen kann. Der zulässige Übertragungsbereich wird im vorliegenden Anwendungsfall lediglich durch den eingesetzten Analogschalter mit dazugehöriger Ansteuerschaltung begrenzt. Die Gefahr des „Hängenbleibens" (Latch up) tritt nur beim Einschalten der Betriebsspannung und eventuell bei extrem steilen Schaltflanken auf, wobei – bedingt durch die Slew-Rate – eine kurzzeitige Erhöhung der Differenzeingangsspannung erfolgt. Wie bekannt ist, kann das durch Einfügen einer sog. Latch-up-Diode zwischen Pin 12 und Pin 10 beseitigt werden (Bild 2).
Schließlich soll darauf hingewiesen werden, daß als Ansteuerlogik zuverlässiger, kostengünstiger und in der Schaltung und Leitungsführung übersichtlicher der Einsatz eines integrierten 4-zu-16-Dekoder-Multiplexers (MH 74 154 von Tesla oder К 155 ИД 3) ist. Das gilt insbesondere bei einer größeren Anzahl von Kanälen. Selbstverständlich ist das aber abhängig vom Bauelementeangebot und den jeweiligen Anforderungen.

Stellungnahme der Autoren

Zu 1: Die von uns eingesetzten und untersuchten MOSFETs vom Typ SMY 52 hatten eine Schwellspannung von $-U_T = 6$ V, so daß die im Bild 13 angegebene Schaltung voll funktionsfähig ist. Sollten allerdings Exemplarstreuungen von $-U_T = (6...3)$ V auftreten, dann ist die von Herrn Klawun im Bild 1 vorgeschlagene Schaltung anzuwenden.
Zu 2: Mit der Optimierungsrechnung für den Lastwiderstand R_L beim Serienschalter in Abhängigkeit von R_{off} und R_{on} sollte die Genauigkeit der Übertragung nachgewiesen werden.
Sollte dem Serienschalter nach Bild 1 ein Operationsverstärker nachgeschaltet werden, gelten die von Herrn Klawun gemachten Ausführungen. Wegen der auftretenden Störspannungen und negativen Schaltflanken wurde der Serienschalter von uns in diesem Sinne nicht weiter betrachtet.
In den von uns angegebenen Schaltungen des Serien-Parallelschalters nach Bild 13 und Multiplexers nach Bild 14 ist die vom Spannungsfolger am Eingang und damit auch am Ausgang hervorgerufene Fehlspannung vernachlässigbar klein, da beide Schaltungen am Eingang sowohl im Ein- als auch im Auszustand niederohmig abgeschlossen sind.
Zu 3: Die in diesem Punkt gemachten Ausführungen sind richtig. Der A 109 verträgt als Spannungsfolger nicht nur eine Eingangsspannung von ± 5 V, sondern von ± 10 V. In unserer Schaltung werden jedoch nur ± 5 V verarbeitet, so daß dieser Fakt keinen Einfluß auf die Funktionstüchtigkeit der angegebenen Schaltung hat.

H. Krause D. Jonas

Literatur

[1] Krause, H.; Jonas, D.: Analogschalter und -multiplexer mit MOSFET. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 521–524

Fortsetzung auf S. 266 unten

Fachbücher

J. Breier

Automatisierungstechnik

Praxis – Aufgaben – Lösungen
VEB Verlag Technik Berlin 1980
1. Auflage, 380 Seiten, 216 Bilder, 46 Tafeln
Kunstleder 24,– Mark
Bestellnummer 552 850 3

Die Aufgabensammlung zur Automatisierungstechnik ist eine gute Arbeitsgrundlage für Studenten der Ingenieurschulen sowie für die in der Praxis tätigen Ingenieure, die sich auf eine Mitarbeit an der Lösung von Automatisierungsaufgaben vorbereiten. In der Aufgabensammlung werden Kenntnisse und Fähigkeiten vorausgesetzt, die u. a. durch das Studium des seit Jahren für die Ausbildung an Ingenieur- und Fachschulen anerkannten „Lehrbuches der Automatisierungstechnik" erworben werden können. Der Aufbau der Aufgabensammlung „Automatisierungstechnik" ist mit der Gliederung der im Frühjahr 1981 erscheinenden 12. Auflage des Lehrbuches abgestimmt. Das wird schon durch die Bezeichnung der ersten vier Hauptabschnitte deutlich: Einführung; Systeme zur Informationsgewinnung, -übertragung, -verarbeitung und -nutzung; Regelsysteme; Schaltsysteme. In einem fünften Hauptabschnitt zur Projektierung von Automatisierungsanlagen wird dem Leser der Aufgabensammlung gut verständlich die komplexe Anwendung des Grundwissens auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik demonstriert.

Die Aufgabensammlung ist eine empfehlenswerte Ergänzung zum Lehrbuch. Den Autoren ist es gelungen, in den Aufgaben Schwerpunkte der Automatisierungstechnik aus verschiedenen Anwendungsbereichen zu erfassen. Den Aufgabenkomplexen sind in gedrängter Form theoretische Grundlagen vorangestellt. Sie werden dem Leser zur Wiederholung und auch zur Vertiefung seiner Kenntnisse dienen. Zu jeder Aufgabe wird, deutlich von der Aufgabenstellung abgehoben, die Lösung angegeben. Die Mehrzahl der Aufgabenlösungen ist ausführlich dargestellt, wodurch vor allem auch methodische Kenntnisse vermittelt werden.

Mit der Herausgabe der Aufgabensammlung ist das Angebot an Fachliteratur zur Automatisierungstechnik wesentlich bereichert worden.

G. Helm

E. Bürger

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Informationsverarbeitung

Englisch – Deutsch – Französisch – Russisch
VEB Verlag Technik Berlin 1980
2., durchgesehene Auflage, 461 Seiten, 14 000 Fachbegriffe
Kunstleder 48,– Mark
Bestellnummer 552 498 3

Jede Sprache entwickelt sich lebendig weiter, neu hinzukommende Fachwörter, gesellschaftliche Prozesse und die sich immer weiter vertiefende internationale Kooperation bringen es mit sich, daß Übersetzungen von einer Sprache in eine oder mehrere andere immer zahlreicher werden.

Neben den bekannten Wörterbüchern der Umgangssprache und der Literatur- und Geisteswissenschaften treten in immer stärkerem Maße fachspezifische Wörterbücher hervor, die für den Wissenschaftler und Techniker, aber auch für den in der Praxis arbeitenden Übersetzer notwendige Quellen der „termini technici" und ihrer vielsprachigen Entsprechung werden. Der VEB Verlag Technik hat hier – international anerkannt – eine gute Arbeit geleistet und TECHNIK-WÖRTERBÜCHER auf unterschiedlichsten Gebieten herausgebracht.

Das vorliegende TECHNIK-WÖRTERBUCH Informationsverarbeitung mit etwa 14 000 Fachbegriffen (in alphabetischer Ordnung je Buchstaben etwa 200 bis 1 000 Fachbegriffe enthaltend) bildet zusammen mit dem vom gleichen Verfasser erarbeiteten TECHNIK-WÖRTERBUCH „Datenerfassung und Programmierung" ein einheitliches Nachschlagewerk für das Gesamtgebiet der elektronischen Datenverarbeitung. Natürlich ist bei der auf diesem Gebiet sich vollziehenden raschen technischen Entwicklung Vollständigkeit kaum zu erreichen, dem Autor müssen aber enormer Fleiß und kritische Auswahl und Überprüfung der Termini bestätigt werden, so daß das hier bereits in zweiter, durchgesehener Auflage vorliegende Wörterbuch für die praktische Nutzung empfohlen werden kann. Wie im Vorwort ausgeführt, lebt ein solches Werk natürlich von der Rückkopplung aus der Praxis und so wäre zu wünschen, daß alle Nutzer dem Verlag bei ihnen auftretende Probleme, Veränderungen der Termini usf. mitteilen, damit die Qualität des Buches noch weiter gesteigert werden kann. In der vorliegenden 2. Auflage sind alte Druckfehler beseitigt und Ungenauigkeiten präzisiert worden.

Die Gliederung erfolgt vom Englischen ausgehend mit drei alphabetischen Registern für Deutsch, Französisch und Russisch. Bei der praktischen Arbeit sucht man zuerst im Register und findet dann in der verhältnismäßig klein gedruckten Entsprechungstabelle unter einer Buchstaben-Zahlenkennung die Kongruenz der Termini in der Reihenfolge Englisch – Deutsch – Französisch – Russisch.

Der Autor weist in seinem Vorwort auf den Nutzen des Werkes aus der Sicht eines erfahrenen Hochschullehrers hin; die zwei Gutachter, davon einer aus dem Moskauer Verlag für russische Sprache, haben die Begriffe aus ihrer Praxis durchgesehen, und mit den hier gewählten vier Hauptsprachen wird die Mehrzahl der internationalen Publikationen erfaßt. Für die Zukunft wünschenswert wäre – gerade im Hinblick auf die im Weltmaßstab in dieser Sprachgruppe vorgehenden revolutionären Pro-

BESTELLSCHEIN

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Medizintechnik
TECHNIK-WÖRTERBUCH
englisch-deutsch-französisch-russisch-spanisch-polnisch-ungarisch-slowakisch mit etwa 8 000 Fachbegriffen
3., unveränderte Auflage, 596 Seiten
Kunstleder 55,– Mark
Bestellnummer 552 500 3 _____

Physik
Optik
A. Recknagel
10., unveränderte Auflage, 280 Seiten, 278 Bilder
Kunstleder 16,– Mark
Bestellnummer 551 027 4 _____

Bauelemente der Elektronik
Eigenschaften und Anwendung
Hoch- und Fachschulliteratur
K.-H. Rumpf
10., bearbeitete Auflage, 360 Seiten, zahlreiche Bilder und Tafeln
Kunstleder 23,– Mark
Bestellnummer 552 840 7 _____

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

_____

_____

_____

_____

_____
Name, Vorname

_____
Postleitzahl, Wohnort

_____
Straße, Hausnummer

_____
Datum, Unterschrift

Fortsetzung von S. 265

Berichtigung

Bei der Bearbeitung des Manuskriptes [1] entstanden Fehler in den Bildunterschriften. Richtig muß es heißen:

Bild 12: Schaltverhalten des Serien-Parallelschalters. a) Bei negativen Eingangsspannungen; b) bei positiven Eingangsspannungen

Bild 17: Umschalten von Sinusspannungen mit Analogmultiplexer

Wir bitten, diese Fehler zu entschuldigen.

Redaktion rfe

zesse – eine Ergänzung durch Spanisch oder eventuell ein Fachwörterbuch, bei dem anstelle des Französischen das Spanische steht.

Im Vorwort sind dem Rezensenten einige kleinere sprachliche oder terminologische Unebenheiten aufgefallen, die ggf. auch korrigiert werden könnten. So ist der Begriff „Minielektronik" unbekannt, die Intelligenz durch Mikroelektronik an den Arbeitsplätzen dient nicht primär der physischen Entlastung – es sei denn bei Robotern –, Tangierungen von Begriffen ist eine unübliche Bezeichnung, und statt Restriktionen könnte man das gute deutsche Wort Beschränkungen benutzen.

Alles in allem handelt es sich bei dem neuen TECHNIK-WÖRTERBUCH Informationsverarbeitung um eine nützliche, den wissenschaftlich-technischen Fortschritt fördernde Publikation, die in keinem Institut, an keiner Hochschule und in keinem Übersetzungsbüro fehlen sollte.

H.-J. Fischer

Autorenkollektiv

Raketen – Satelliten – Raumstationen

VEB Fachbuchverlag Leipzig 1979
275 Seiten, 240 Bilder
Ganzgewebeeinband 24,– Mark
Bestellnummer 546 441 5

Das von einem Autorenkollektiv aus der UdSSR und der DDR erarbeitete und mit einem Geleitwort von Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. E. Leibnitz und mit einem Vorwort von Oberst Sigmund Jähn versehene Buch gibt einen umfassenden Überblick über die Entwicklung der Raumfahrt von ihren ersten Anfängen bis zum heutigen Stand und die damit verbundene Technik und Technologie. Das Buch entstand in enger Kooperation sowjetischer Wissenschaftler mit Wissenschaftlern der DDR, mit der Urania sowie dem VEB Fachbuchverlag Leipzig. Es systematisiert einmal die unbemannte Raumfahrt einschließlich der Erkundung der erdfernen Planeten und zum anderen die bemannte Raumfahrt mit ihren vielfältigen Aufgabenstellungen auch bei der Erkundung der Erde und des erdfernen Raumes. Einen nicht unbedeutenden Platz nimmt das Thema Weltraum und internationale Zusammenarbeit innerhalb der sozialistischen Staatengemeinschaft wie auch mit anderen Ländern ein.

Auf den Beitrag der DDR zum Interkosmosprogramm wird ausführlich eingegangen. Höhepunkte waren der Einsatz der Multispektralkameras und der erste Raumflug eines DDR-Kosmonauten. Sein umfangreiches Forschungsprogramm wird beschrieben und dessen Ergebnisse werden anschaulich dargelegt.

Neben dem leichtverständlichen und dennoch wissenschaftlich korrekten Textteil verfügt das vorliegende Buch über einen ausgezeichneten Bildteil mit einer Vielzahl farbiger Aufnahmen sehr guter Qualität. Das Buch endet mit einer zusammenfassenden Übersicht über die DDR-Beteiligung an verschiedenen Aktivitäten im Weltraum (Stand etwa Ende 1978). Da es eine Fülle von Informationen zusammengefaßt enthält und mit seinem Überblick über die Probleme und Ergebnisse der Raumfahrt, angefangen von den ersten Ideen Ziolkowskis bis zum heutigen Stand, in dieser Form nahezu einmaligen Charakter aufweist, dürfte es einen großen Leserkreis finden, der ein repräsentatives Werk von großem Langzeitwert erwirbt.

H. Bergmann

Das Buch ist im Verlag vergriffen. Interesssenten können wir nur auf die Möglichkeit der Ausleihe in einer öffentlichen Bibliothek hinweisen.

L. Starke

Mikroprozessorlehre

Frankfurter Fachverlag 1979
1. Auflage, 270 Seiten, 86 Bilder, 15 Tafeln

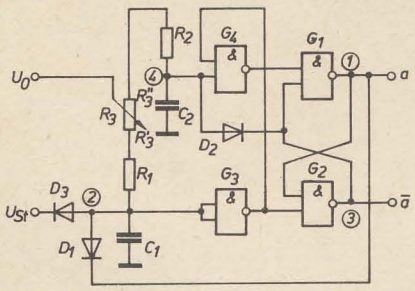
Das Buch stellt eine gelungene Einführung in die Technik, Wirkungsweise und Programmierung dar.
Der besondere Schwerpunkt liegt dabei auf der Erstellung der Software. Aus der Sicht des Autors macht der Übergang von der schaltungsorientierten zur programmorientierten Denkweise den wichtigsten Qualitätssprung für einen Mikroelektroniker aus. Durch die Lektüre dieses Buches ist dies für jeden, selbst ohne größere Vorkenntnisse, möglich.
Es werden zuerst grundlegende Begriffe der Informationsverarbeitung behandelt: Binärzeichen, Zahlensysteme, logische und arithmetische Funktionen. Dieser auf 30 Seiten sehr kurz und präzise formulierten Einführung folgt ein größerer Abschnitt, der sich mit der logischen Struktur eines Volladers, einer artihmetisch-logischen Einheit (ALU), den Speichern sowie mit dem prinzipiellen schaltungstechnischen Aufbau eines Mikroprozessors und seiner wichtigsten Peripherieschaltkreise befaßt. Bereits hier geht der Autor auch speziell auf den U 8080 ein.
Daran anschließend folgt ein sehr ausführliches, etwa 100 Seiten umfassendes Kapitel zur Programmierung des U 8080. Der Autor versteht es dabei sehr gut, die allgemeinen Prinzipien des Programmierens herauszuarbeiten, und beschränkt sich nicht auf einen speziellen Typ. Gut durchdacht werden Befehlsgruppen eingeführt, erläutert und mit Beispielen belegt. Es schließen sich schrittweise komplizierter werdende Programmbeispiele zur Demonstration der Programmiertechnik an. Ausgehend von der Aufgabenstellung wird ein Programmentwurf erarbeitet und danach implementiert und codiert.
Am Ende des Buches findet der Leser eine gute Übersicht über alle Befehle des U 8080 und über weitere Mikroprozessoren mit ihren charakteristischen Eigenschaften.

Jedem Teilabschnitt hat der Autor etwa 20 Testfragen nachgestellt, deren Lösungen man im Anhang dieses Buches findet. Es ist offensichtlich, daß er neben hervorragendem fachlichem Wissen auch ein ausgeprägtes pädagogisches Feingefühl besitzt. Das Buch ist sowohl sehr gut zum Selbststudium als auch zum Nachschlagen und Vertiefen des Stoffes geeignet. Es ist als Lehr- und Fachbuch für auszubildende und auch bereits ausgebildete Elektronikfachleute, Techniker und Ingenieure sowie alle Interessenten, die sich in dieses moderne Gebiet der Elektronik einarbeiten wollen, geeignet.

A. Gienapp

Modulierbare astabile Kippschaltung mit Start-Stopp-Eingang

Astabile Kippschaltungen mit einem zeitbestimmenden RC-Glied lassen sich über die Veränderung der Bauelementewerte oder der Ladespannung in der Frequenz abstimmen. In der symmetrischen Schaltung im Bild aus Pribory i technika éksperimenta (1980) H. 2, S. 115 und 116, ist das über R_1, C_1; R_2C_2 und die gemeinsame Ladespannung U_0 möglich. Diese Schaltung besteht in ihrem Kern aus einem RS-Flip-Flop (G_1, G_2), dessen Ausgänge die zeitbestimmenden Kondensatoren C_1, C_2 wechselseitig



G_1 bis G_4 = К1ЛБ533; D_1 bis D_3 = Д 223Б

Bild 1

über die Dioden D_1, D_2 entladen. Während des wechselseitigen Aufladevorganges über R_1 bzw. R_2 trennen diese Dioden die Ausgänge des RS-Flip-Flops von den Zeitgliedern hochohmig ab. Die Ladespannung U_0 wird den Ladewiderständen über den den beiden Zeitkreisen angehörenden Widerstand R_3 zugeführt. Da dieses über den Mittelabgriff erfolgt, ist über R_3 auch das Tastverhältnis veränderbar. Die Impulsfolgefrequenz am Ausgang kann näherungsweise über folgende Gleichung berechnet werden:

$$f_0 \approx \frac{U_0}{[(R_1 + R'_3)C_1 + (R_2 + R''_3)C_2](U_S - U_{OL} - U_F)}$$

Diese Näherung ist unter den Annahmen zulässig, daß die Umschaltschwelle der Gatter gegenüber der Ladespannung vernachlässigbar ist und der Ladestrom sehr viel größer ist als der Gattereingangsstrom. Unter diesen Voraussetzungen wird nur ein sehr geringer Teil der Ladekurve ausgenutzt, und die Modulatorkennlinie $f_0 = f(U_0)$ ist nahezu linear. Die Arbeitsweise der astabilen Kippschaltung kann leicht anhand der ausgewählten Zeitdiagramme verfolgt werden.

Mit einem TTL-Standardgatter der Serie 155 (SU) und den Bauelementewerten $R_1 = R_2 = 2\ k\Omega$, $R_3 = 0$, $U_0 = 20\ V$, $C_1 = C_2 = 2\ nF$ bis $2\ \mu F$ betrug der einstellbare Frequenzbereich $f_0 = 5\ kHz...5\ MHz$. Eine Änderung der Ladespannung von 5 V auf 20 V ergab eine Frequenzänderung von 1:4. Unter Nennbedingungen war die Frequenzstabilitöt besser als 0,5 %.

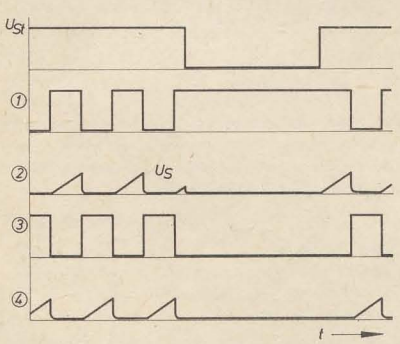


Bild 2

Durch Einfügen eines Impedanzwandlers (Emitterfolger, Sourcefolger) in die Eingangsleitungen der Gatter G_3, G_4 kann die Impulsfolgefrequenz bis in den Hertzbereich herabgesetzt werden. Der Steuereingang mit der Diode D_3 schafft die Möglichkeit, die astabile Kippschaltung durch Anlegen eines niedrigen Potentials zu stoppen. In diesem Fall wird die Aufladung des Kondensators C_1 verhindert. Soll die Impulsfolge in einer anderen Phasenlage gestoppt werden, so ist dieser Steuereingang am Gatter G_4 vorzusehen. Das anzulegende Stopp-Signal kann auch einem niederfrequenten Multivibrator entnommen werden. In diesem Fall wird die astabile Kippschaltung mit dieser niedrigen Frequenz ein- und ausgeschaltet. Für eine freilaufende Arbeitsweise ist am Steuereingang ein hohes Potential vorzusehen.

Impulsverzögerung ohne Änderung der Impulsdauer

In zeitgesteuerten Geräten werden Impulsformerschaltungen mit sehr unterschiedlichen Eigenschaften benötigt. Neben der Impulserzeugung spielen die Veränderung der Impulsdauer und die Verzögerung eines Impulses eine zentrale Rolle. Mit der Schaltung aus [1] ist die Verzögerung eines Eingangsimpulses variabler Dauer ohne Impulsdaueränderung möglich. Das Schaltungsprinzip beruht auf der Differentiation der beiden Flanken des Eingangsimpulses und der verzögerten Triggerung eines RS-Flip-Flops. Die Verzögerungszeit wird von der Haltezeit einer monostabilen Kippschaltung bestimmt.

Der Differenzierimpuls aus der positiven Eingangsflanke setzt zum Zeitpunkt t_1 die monostabile Kippschaltung G_5 in den instabilen Zustand. Die Haltezeit (damit die Verzögerungszeit des Ausgangsimpulses gegenüber dem Eingangsimpuls) kann in bekannter Weise über das Zeitglied $\tau = R_T C_T$ eingestellt werden. Nach Ablauf der Haltezeit t_{p1} zum Zeitpunkt t_3 wird das RS-Flip-Flop über den differenzierten positiven Spannungssprung am Ausgang $\overline{Q}$ umgekippt. Am Schaltungsausgang a erscheint hohes Potential.

Der Schaltvorgang bildet die Vorderflanke des Ausgangsimpulses. Aus der in der Zwischenzeit eintreffenden negativen Eingangsflanke wird über den Inverter G_1 und das zweite Differenzierglied ein positiver Triggerimpuls erzeugt, der die zweite monostabile Kippschaltung G_6 in den instabilen Zustand schaltet. Nach dem Verstreichen der Haltezeit t_{p2} wird das RS-Flip-Flop über den aus dem positiven Spannungssprung am Ausgang $\overline{Q}$ abgeleiteten Triggerimpuls wieder in den ursprünglichen Zustand gesetzt. Am Ausgang a erscheint die Rückflanke des Ausgangsimpulses.

Wie das Zeitdiagramm zeigt, tritt keine Impulsdaueränderung auf, wenn die Haltezeiten beider Kippschaltungen gleich sind. Diese Forderung ist erfüllbar mit Kippschaltungen in einem Halbleiterchip (. . . 74123) und mit ausgemessenen Bauelementen in den Zeitgliedern. Die Duplikation des Eingangsimpulses gelingt um so besser, je ausgewogener das Verhältnis von Eingangsimpulsdauer zu Haltezeit ist.

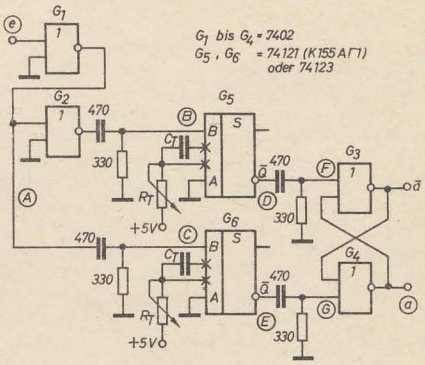


Bild 1

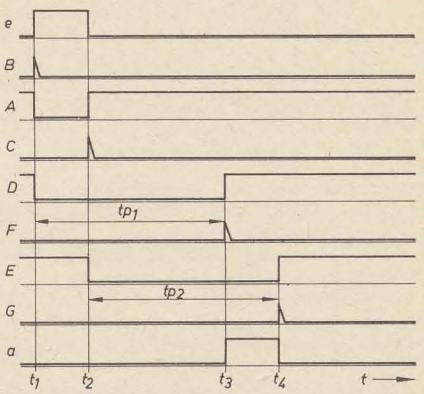


Bild 2

Literatur

[1] Davis, J. H.: Delay circuit replicates pulses of variable width. Electronics 53 (1980) H. 1, S. 158

Hystereseeinstellung bei einem Komparator mit A 109

Häufig werden Komparatoren mit Operationsverstärkern verwendet, bei denen die zu vergleichenden Spannungen an je einen Eingang gelegt werden. Soll eine solche Vergleichsschaltung eine Hysterese erhalten, kann die Schaltung nach Bild 1 verwendet werden. Über den Widerstand R_1 wird vom Ausgang in einen Anschluß der Eingangsfrequenzkompensation

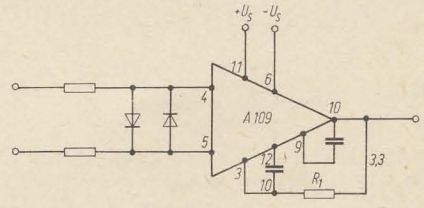


Bild 1

R_1 in Ω	120 k	150 k	220 k	330 k	470 k	560 k	680 k	820 k	1,2 M	2,2 M	3,3 M
U_{eff} in mV (Bild 1)	—	—	—	—	—	—	60	40	25	10	5
U_{eff} in mV (Bild 2)	55	28	28	16	11	9	7,5	6	5	2,5	—

$R_2 = 5{,}6\ k\Omega$
$R_3 = 18\ k\Omega$

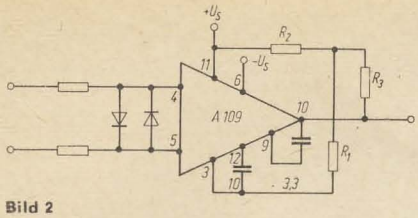


Bild 2

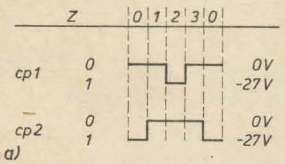
ein Strom eingespeist, der eine Mitkopplung bewirkt. Da der Anschluß 3 auf einer Spannung von etwa $+3/4\ U_s$ liegt, sind die Ein- und Ausschaltwerte unterschiedlich. Durch Einführung eines Spannungsteilers R_2/R_3 nach Bild 2 können gleiche Ein- und Ausschaltschwellen eingestellt werden. In der Tafel sind für $U_s = \pm 13$ V die Effektivwerte der Wechselspannung (1 kHz) und der Widerstand R_1 angegeben, bei der die Schaltung gerade noch sicher arbeitet. Größere Hysteresewerte als die in der Tafel angegebenen lassen sich mit diesen Schaltungen nicht erreichen.

Dr.-Ing. P. Engler
TH Karl-Marx-Stadt
Direktorat Planung und Ökonomie

Einfache digitale Takterzeugung für die MOS-Schieberegister U 311 D und U 352 D

Bei der Erzeugung der notwendigen Schiebetakte wird nicht, wie verschiedentlich vorgeschlagen [1] [2], die Verzögerung von RC-Gliedern ausgenutzt, sondern durch die Aufteilung der Takte in gleiche Zeitabschnitte eine digitale Variante gefunden. Diese bietet neben ihrer Zuverlässigkeit die Möglichkeit, die genannten Schieberegister in synchronen Schaltungen zu verwenden. Bild 1 zeigt eine mögliche Zerlegung der Takte in Zeitraster.

Verbindet man den negierten Ausgang eines n-stufigen Schieberegisters mit dessen Eingang, so entsteht ein 2n-Zähler. Die Tafeln 1 und 2 zeigen die Zustände für $n = 2$ und $n = 3$ sowie eine Zuordnung der Taktphasen entsprechend Bild 1. Ergebnis dieser Überlegungen sind die Schaltungen im Bild 2. Hier werden, gesteuert über den Takteingang, die Schiebetakte ständig erzeugt. Die Schaltung im Bild 2b kann gleichzeitig zur Taktaufbereitung für den Schaltkreis U 311 D verwendet werden, wenn



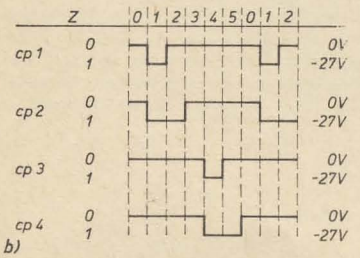


Bild 1: a) U 311 D, Zeitraster für cp_1 und cp_2 b) U 352 D, Zeitraster für cp_1 bis cp_4

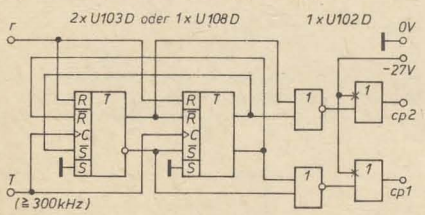


Bild 2a: Digitale Taktaufbereitung für U 311 D (ständige Takterzeugung)

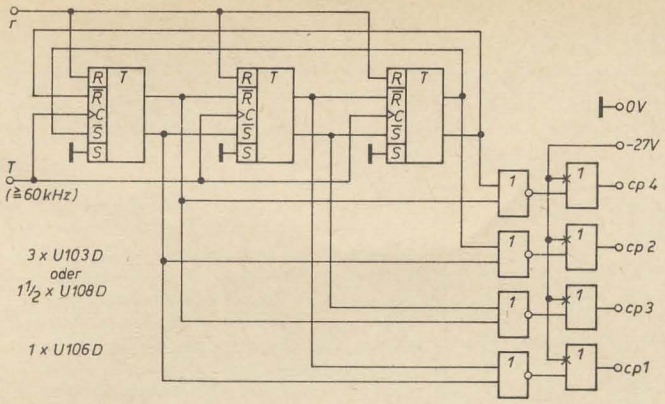


Bild 2b: Digitale Taktaufbereitung für U 352 D

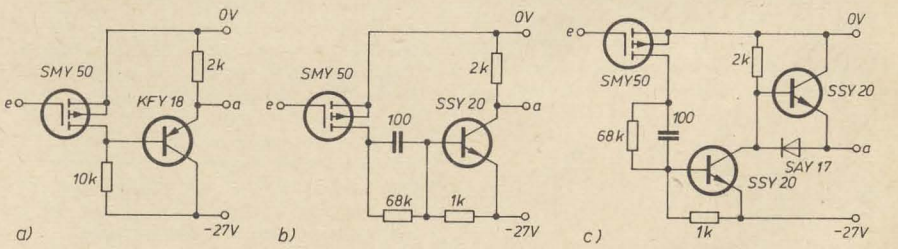
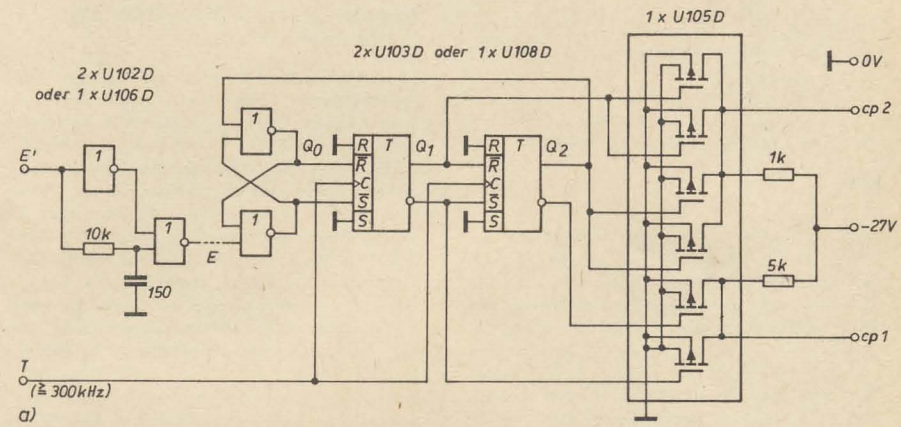


Bild 3: a) Invertierende Treiberstufe b) Nichtinvertierende Treiberstufe c) Nichtinvertierende Treiberstufe mit Gegentaktausgang zur Versteilerung der Taktflanken



Tafel 1: Zustandsdiagramm für U 311 D

Q_1	Q_2	Z	cp_1	cp_2
0	0	0	0	1
1	0	1	0	0
1	1	2	1	0
0	1	3	0	0

Tafel 2: Zustandsdiagramm für U 352 D

Q_1	Q_2	Q_3	Z	cp_1	cp_2	cp_3	cp_4
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	1	0	0
1	1	0	2	0	1	0	0
1	1	1	3	0	0	0	0
0	1	1	4	0	0	1	1
0	0	1	5	0	0	0	1

man cp_1 des U 311 D an cp_1 legt sowie die cp_2-Anschlüsse verbindet. Die minimale Taktfrequenz erhöht sich dann auf 250 kHz. Da die geforderten Schiebetakte nicht den Logikpegeln entsprechen, sind Pegelwandlerstufen erforderlich. Bild 3 zeigt entsprechende Vorschläge. Durch Parallel- bzw. Reihenschaltung von Eingangs-MOS-Transistoren können gleichzeitig Logikfunktionen realisiert werden. In einer Schaltung sollten gleiche Pegelwandlerstufen eingesetzt werden, um die unterschiedlichen Verzögerungszeiten klein zu halten.

Eine Variante der Einzeltakterzeugung für das Schieberegister U 311 D ist im Bild 4a dargestellt. Bild 4b zeigt das entsprechende Taktdiagramm. Mit $Q_0 = 0$, $Q_1 = 0$ und $Q_2 = 0$ befindet sich die Schaltung im statischen Zustand ($cp_1 = 0$, $cp_2 = 1$). Eine 1 an E setzt Q_0 auf 1

Bild 4a: Einzeltakterzeugung für maximal vier Schieberegister U 311 D

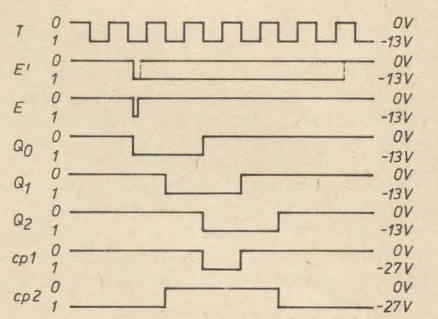


Bild 4b: Taktdiagramm zur Schaltung im Bild 3a

und mit der nächsten Taktflanke Q_1 auf 1. Mit $Q_2 = 1$ wird $Q_0 = 0$, und das zweistufige Schieberegister (2 × U 103 D oder 1 × U 108 D) wird wieder leergeschrieben. Die Dauer des Eingangsimpulses darf zwei Taktperioden nicht überschreiten. Das läßt sich z. B. mit der angegebenen Impulsverkürzungsstufe erreichen. Sollen auf ein Eingangssignal hin mehrere Schiebetakte ausgelöst werden, so kann man einen entsprechenden Teiler geeignet in den Rückführungszweig einfügen.

Thomas Höhenleitner

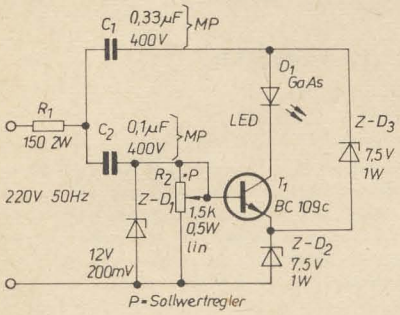
Literatur

[1] Kühne, H.; Bilz, F.: Zur Taktaufbereitung für U 311 D. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 12, S. 761

[2] Takterzeugung für U 311 D. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 14, S. 479

Netzsollspannungsindikator mit Leuchtdiode

Mit Hilfe von Z-Dioden, eines Transistors und einiger passiver Bauelemente läßt sich ein Sollspannungsindikator aufbauen, der das Überschreiten einer mit dem Potentiometer P eingestellten Schwelle signalisiert (siehe unser Bild aus Electronic Design 28 (1980) H. 11, S. 117). Die Leuchtdiode als Indikator leuchtet, wenn die Netzspannung (220 V, 50 Hz) oberhalb des Schwellwertes liegt; sie verlöscht, wenn die Spannung unter diesem Wert liegt. Mit zwei derartigen Sollspannungsindikatoren (ggf. mit LEDs unterschiedlicher Farbe) kann eine obere und eine untere Grenze für Netzspannungsschwankungen signalisiert werden. Die Schaltung weist zwei Spannungsteiler auf. Der erste, bestehend aus C_2 und $R_2 = P$, erzeugt eine der Netzspannung proportionale Wechselspannung, die der Basis von T_1 zugeführt wird. Die



Z-Diode $Z\text{-}D_1$ begrenzt jede Spitze während der positiven Halbwelle der Wechselspannung. Der zweite Spannungsteiler besteht aus den Bauelementen $Z\text{-}D_2$, $Z\text{-}D_3$, C_1. $Z\text{-}D_2$ und $Z\text{-}D_3$ begrenzen die Spannung während der positiven Halbwellen und erzeugen die Kollektorgleichspannung über T_1. Wenn die Eingangswechselspannung die eingestellte Schwelle übersteigt, wird T_1 geöffnet, und die Leuchtdiode leuchtet. Nur die positiven Halbwellen führen zur Anzeige, bei den negativen Halbwellen sind alle Elektroden von T_1 durch die in Vorwärtsrichtung leitenden Z-Dioden kurzgeschlossen. Die Z-Diode $Z\text{-}D_2$ bestimmt die Stabilität des Schwellwertes. Für 110 V Netzspannung sind die C-Werte für C_1 und C_2 zu verdoppeln.

Halbleitertechnik

● GaAs-Kapazitätsdioden mit hyperabrupter Struktur haben günstige Parameter für ihren Einsatz in Fernsehtunern und für Mikrowellenanwendungen. Kleine Rauschzahl, geringe Verzerrungen, geringe Intermodulation sowie ein kleiner Reihenwiderstand zeichnen die GaAs-Kapazitätsdiode gegenüber der Siliziumkapazitätsdiode aus. Der Herstellungsprozeß ist relativ einfach. Bei Raumtemperatur werden mit drei verschiedenen Spannungen Siliziumionen in epitaktisch abgeschiedenes n-GaAs implantiert. Daraufhin erfolgt eine Wärmebehandlung bei 820 °C für zehn Minuten in einer Wasserstoffatmosphäre. Die Kapazitätsanpassung der Dioden untereinander ist sehr gut. Bei einer Frequenz von 470 MHz ergeben sich ein Reihenwiderstand von 0,25 Ω und ein Rauschfaktor von 4,8 dB. Der Nichtlinearitätsfaktor ist kleiner als 0,0022.

● Einen Fortschritt auf dem Gebiet der Mikrowellen-Leistungstransistoren demonstriert ein Galliumarsenid-FET, der bei 6 GHz eine Ausgangsleistung von 25 W liefert, während bisherige Ausführungen bei dieser Frequenz nur 15 W abgaben. Der neue Transistor besteht aus vier einzelnen Zellen, die parallelgeschaltet sind. Die Gates sind in Form von 80 Fingern mit einer Länge von 190 µm und einem Abstand von 25 µm ausgeführt. Damit ergibt sich eine Gesamtgatebreite von 15,2 mm. Die Chipgröße beträgt 2,2 mm × 0,7 mm. Bei der Ausgangsleistung von 25 W wird eine Verstärkung von 3 dB erzielt.

Patente

Schaltungsanordnung zur Erzeugung wählbarer Tastverhältnisse

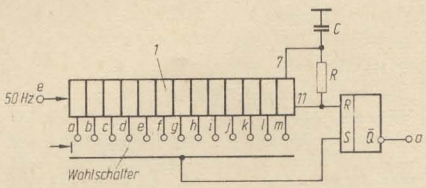
DE-AS 2 813 156

Int. Cl.[2]: H 03 K 5/156

Anmelder: Diehl GmbH, Nürnberg

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Erzeugung wählbarer Tastverhältnisse eines Ausgangsimpulses, wobei ein Taktgeber mit unabhängig von dem gewünschten Tastverhältnis konstanter Frequenz arbeitet und dem Taktgeber eine mehrstufige Kippschaltung nachgeschaltet ist, deren letzter Ausgang ein Flip-Flop schaltet, das das Ausgangssignal abgibt.

Im Bild ist ein Frequenzteiler 1 mit 2^n Teilerstufen dargestellt. Am Eingang e liegt eine Impulsfolge mit einer beispielsweise aus dem Netz gewonnenen 50-Hz-Impulsfolgefrequenz. Die Ausgänge a bis m liegen an Kontakten des Wahlschalters. Der letzte Ausgang n ist mit dem R-Eingang eines Flip-Flops verbunden. Gleichzeitig ist dieser über ein RC-Glied an den Rücksetzeingang 7 des Teilers angeschlossen. Das RC-Glied ist dafür vorgesehen, daß beim Umschalten des letzten Teilerausganges n zunächst das Flip-Flop angeschaltet werden kann und dann das Rücksetzen erfolgt. Der $\overline{Q}$-Ausgang des Flip-Flops bildet den eigentlichen Signalausgang.



Zu Beginn liegt am letzten Ausgang n L-Signal; der Ausgang $\overline{Q}$ führt H-Signal. Die Eingangsimpulsfolge läuft durch den Teiler, so daß nacheinander seine Ausgänge a bis m auf H-Signal umkippen. Je nach Stellung des Wahlschalters wird das Flip-Flop früher oder später so umgeschaltet, daß am Ausgang a L-Signal erscheint. Der Teilervorgang läuft bis zum letzten Teilerausgang n weiter. Sobald dieser auf H-Signal springt, wird das Flip-Flop erneut umgeschaltet, am Ausgang erscheint wieder H-Signal. Gleichzeitig wird der Teiler zurückgesetzt, und der beschriebene Vorgang beginnt erneut. Die einstellbare Impulspause am Ausgang ist minimal, wenn der Wahlschalter mit dem Ausgang m verbunden ist. Die Impulspause läßt sich jedoch nicht zu Null machen.

Die Schaltung läßt sich z. B. zur Leistungssteuerung eines Verbrauchers einsetzen.

Dekoder für den Farbträger eines Farbfernsehsystems

DD-WP 44 753[1])

Int. Cl.[3]: H 04 N 9/39

Anmelder: Telefunken, Patentverwertungsgesellschaft mbH, BRD

Es ist ein Farbfernsehsystem bekannt (US-PS 29 43 142), bei dem der Farbträger bezüglich zweier senkrecht zueinander stehender Modulationsachsen mit zwei Farbsignalen quadraturmoduliert und die Phase der einen Modulationsachse zeilenfrequent um 180° umgeschaltet ist. Bei diesem System wirken sich durch die Umschaltung der Phase der einen Modulationsachse Farbtonfehler im Empfänger von Zeile zu Zeile in entgegengesetzter Richtung aus. Durch die integrierende Wirkung des Auges wird der richtige Farbton wahrgenommen.

Dieses System hat jedoch noch einen Nachteil. Da die zeitlich aufeinanderfolgenden Zeilen wegen des Zeilensprungs die räumlich aufeinanderfolgenden Zeilen 1, 3, 5 sind, sind sie nicht unmittelbar benachbart. Das Auge sieht dann bei großen Phasenfehlern, bei denen also die Farben in aufeinanderfolgenden Zeilen stark voneinander abweichen, eine Zeilenstruktur in vertikaler Richtung wandern. Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen Dekoder für den Farbträger zu schaffen, bei dem Einseitenbandfehler und Restseitenbandfehler im Farbträger automatisch ausgeglichen und die dadurch an sich im wiedergegebenen Bild auftretenden Fehler verringert werden. Der Farbträger ist bezüglich zweier senkrecht zueinander stehender Modulationsachsen mit zwei Farbsignalen quadraturmoduliert, während eine Modulationsachse von Zeile zu Zeile um 180° umgeschaltet ist. Dabei besteht die Erfindung darin, daß eine den modulierten Farbträger führende Klemme sowohl über eine Laufzeitleitung mit der Verzögerung einer Zeilendauer an die ersten Eingänge je einer Addierstufe als auch einerseits direkt und andererseits über einen 180°-Phasendreher an die zweiten Eingänge der Addierstufen geschaltet ist und daß der Ausgang jeder Addierstufe mit dem Eingang je eines Amplitudendemodulators verbunden ist. Ein weiterer durch die Erfindung erzielter Vorteil besteht darin, daß durch die elektronische Mittelwertbildung der beiden modulierten Farbträger jeweils aus zwei zeitlich aufeinanderfolgenden Zeilen ein elektronischer Ausgleich der auf dem Übertragungsweg entstandenen Phasenfehler erfolgt. Dadurch wird die oben beschriebene Störung im wiedergegebenen Bild bei größeren Phasenfehlern ebenfalls vermieden.

Die erfindungsgemäße Schaltung bewirkt eine vorteilhafte Aufspaltung des modulierten Farbträgers in seine beiden farbträgerfrequenten Anteile, die den beiden Modulationsachsen entsprechen. Diese beiden farbträgerfrequenten Anteile können dann getrennt durch Zusatz des örtlich erzeugten Bezugsträgers demoduliert werden, um die Farbsignale für die Bildwiedergabe zu gewinnen.

[1]) teilweise aufgehoben gemäß § 6 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Modulator

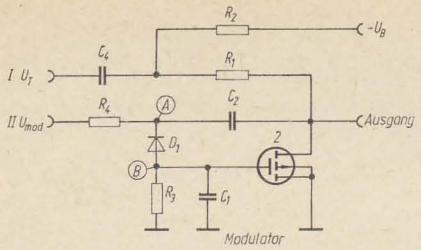
DD-WP 118 210[1])

Int. Cl.[2]: H 03 C 1/36

Anmelder: Akademie der Wissenschaften der DDR, Zentrum für wissenschaftlichen Gerätebau

Zweck der Erfindung ist es, bei Spannungsteilern, die mit einem ohmschen Widerstand und einem MOSFET arbeiten, einen linearen Zusammenhang zwischen der Steuerspannung und der Ausgangsspannung zu erreichen.

Das Bild zeigt einen Modulator für Amplitudenmodulation, in dem ein variabler Spannungsteiler verwendet wird, der aus dem Widerstand R_1 und einem MOSFET 2 besteht. Die Modulationsspannung, die maximal so groß sein darf wie die Schwellspannung des MOSFET 2, wird über einen Widerstand R_4 und eine Diode D_1 an das Gate des MOSFET 2 gelegt. Am Widerstand R_1 wird die Trägerspannung (Sinus) angelegt, deren Spitzenwert mindestens so groß sein soll wie die maximale Modulationsspannungsänderung. Dem Spannungsteiler ist ein Koppelkondensator C_2 zugeordnet, an dem die am Spannungsteiler abfallende Trägerspannung und die Modulationsspannung in einem Koppelpunkt A addiert werden. Der Koppelkondensator C_2 wirkt dabei als Sperre für die Modulationsspannung, er hat aber einen wesentlich kleineren Wechselstromwiderstand gegenüber der Trägerspannung als der Eingangswiderstand R_4. Die entstehende Gleichspannung schwankt mit der Amplitude der Trägerspannung. Ihre Gleichrichtung wird



dadurch vorgenommen, daß der negative Scheitelwert der entstehenden Spannung über die Diode D_1 einem Ladekondensator C_1 zugeführt wird. Damit liegt am Gate eine geglättete Gleichspannung an. Die Diode D_1 ist in Durchlaßrichtung geschaltet, solange die Spannung am Koppelpunkt A negativer als am Punkt B ist. Es fließt ein Strom, der den Ladekondensator C_1 auf den Spitzenwert der anliegenden Spannung auflädt. Nach dem Spitzenwert hält der Ladekondensator C_1 die Spannung, und die Diode D_1 sperrt. Dadurch liegt am Gate eine Gleichspannung, die sich aus der Addition der Modulationsspannung und aus dem Spitzenwert der Trägerspannung zusammensetzt.

Mit dieser am Gate liegenden Spannung wird das Spannungsteilerverhältnis gesteuert. Die Ausgangsspannung stellt sich durch den Spannungsteiler so ein, daß die Addition der Modulationsspannung mit dem Spitzenwert der Ausgangsamplitude, über die Diode D_1 gleichgerichtet, die Schwellspannung des MOSFET 2 ergibt.

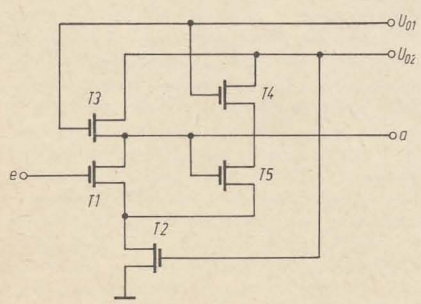
[1]) teilweise aufgehoben gemäß § 6 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Schaltungsanordnung für einen Inverter

DD-WP 143 991[1])
Int. Cl.[3]: H 03 K 5/00
Inhaber: F. Rößler, W. Hecker

Der zunehmende Trend zu dezentralen Anlagen der Digitaltechnik führt zu einer wachsenden Bedeutung von Interfaceanordnungen, die den problemlosen Übergang von einer Schaltkreisfamilie in eine andere ermöglichen. Die im Bild dargestellte Schaltung dient der Ankopplung digitaler integrierter Schaltungsanordnungen in MIS-Technik an außerhalb dieser befindlichen TTL-Schaltungen. Die vorgestellte Schaltung ist mit den bekannten MIS-Basistechnologien herstellbar und soll nachfolgend kurz erläutert werden.

Die Schaltungsanordnung besteht aus der eigentlichen Inverterstufe mit T_1 als Schalttransistor und T_3 als Lasttransistor, einem Vorspannungstransistor T_2 und einer Stromeinspeisungsstufe mit T_4 als Lasttransistor und T_5 als Schalttransistor. Nimmt man als Transistoren MOS-Feldeffekttransistoren vom n-Kanal-Anreicherungstyp an (der komplementäre Aufbau mit Transistoren vom p-Kanal-Anreicherungstyp ist möglich), so erkennt man, daß bei H-Pegel am Eingang erwartungsgemäß L-Pegel am Ausgang erscheint. Dabei wird der Schalttransistor T_5 der Stromeinspeisungsstufe abgeschaltet, was bedeutet, daß der Ausgangs-L-Pegel durch die in Reihe geschalteten leitenden Transistoren T_1 und T_2 sowie den vom Lasttransistor T_3 gelieferten Strom bestimmt wird. Bei L-Pegel am Eingang wird der Schalttransistor



T_1 gesperrt, und am Ausgang erscheint H-Pegel. Dies führt auch zum Einschalten von T_5. Über T_2 fließt jetzt folglich ein vom Lasttransistor T_4 bestimmter Strom, der an der Source-Drainstrecke von T_2 eine Vorspannung entstehen läßt. Hieraus ist ersichtlich, daß am Schaltungseingang erst dann H-Potential erkannt wird, wenn der positive Eingangspegel die Summe aus der Vorspannung an T_2 und der Schwellspannung von T_1 überschreitet. Dadurch wird der H-Pegel in gewünschtem Maße angehoben. Außerdem wird mit dem Umschalten und damit dem Abschalten der Stromeinspeisung infolge Sperre von T_5 ein Triggerverhalten realisiert. Das gleiche Triggerverhalten kennzeichnet auch das Umschalten von H- nach L-Pegel am Eingang (man vergleiche hierzu Struktur und Funktion der bekannten Schmitt-Trigger-Schaltung!). Auf diese Weise wird ein sehr guter Störabstand der Anordnung erreicht. Die Stromaufnahme wird in beiden Schaltzuständen im wesentlichen vom jeweils stromführenden Lasttransistor bestimmt; sie kann durch entsprechende Dimensionierung dieser Transistoren gering gehalten werden. Der Eingangswiderstand hat die für die MIS-Technik typischen hohen Werte.

Mit der vorgestellten Schaltungsanordnung wird insbesondere durch die erreichbare hohe Störsicherheit ein weiterer Weg zur Einführung und breiten Nutzung vorhandener und beherrschter MOS-Standardtechnologien im Bereich der industriellen Elektronik aufgezeigt.

[1]) erteilt nach § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

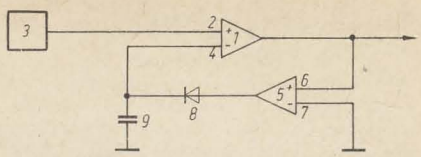
Impulsspannungsverstärkung mit Driftkorrektur

DD-WP 140 524[1])
Int. Cl.[3]: H 03 F 1/30
Erfinderkollektiv, UdSSR

Die vorliegende Erfindung kann zur Verstärkung von gleichpoligen Impulssignalen in Einrichtungen der exakten Signalpegelhaltung und Einrichtungen zur Wiederherstellung der Gleichstromkomponente des Signals, wie Verstärkung von gleichpoligen Impulssignalen in Amplitudenanalysatoren, angewendet werden. Während der Zuführung eines negativen Impulses von der Impulsspannungsquelle 3 (Bild) zu dem Eingang 2 des Hauptdifferenzverstärkers 1 erfolgt das Aufladen des Speicherkondensators 9 über den Innenwiderstand des Differentialverstärkers. Die Zeitkonstante des Ladestromkreises des Speicherkondensators ist viel größer als die Impulsdauer. Der Speicherkondensator wird daher nur bis auf einen Teil der Impulsamplitude aufgeladen. Am Ausgang des Hauptdifferenzverstärkers tritt ein verstärkter negativer Impuls auf, der dann durch den zusätzlichen Differentialverstärker 5 verstärkt wird und die Diode 8 sperrt. Der Stromkreis der Impulsrückkopplung ist während der Wirkung des negativen Impulses abgeschaltet. Nach Beendigung der Impulszuführung beginnt die Entladung des Speicherkondensators über den Innenwiderstand des Hauptdifferenzverstärkers.

Die bei der Entladung des Speicherkondensators zwischen den invertierenden und nichtinvertierenden Eingängen 4 und 2 des Hauptdifferenzverstärkers auftretende Spannung hat eine solche Polarität, daß am Ausgang des Hauptdifferenzverstärkers eine positive Spannung auftritt. Diese durch den zusätzlichen Differentialverstärker verstärkte Spannung steuert die Diode auf und lädt den Speicherkondensator auf eine Spannung um, die der Driftspannung des Nullpegels des Ausgangssignals dieses Verstärkers entspricht. Dabei wird die Ausgangsspannung des Hauptdifferenzverstärkers durch die summarische Wirkung der Driftspannung des Hauptdifferenzverstärkers und der Spannung am Speicherkondensator am invertierenden Eingang bestimmt.

Die Größe dieser Spannung wird durch die Schwellenspannung der Diode und den Verstärkungsfaktor des zusätzlichen Differentialverstärkers bestimmt. Beträgt z. B. die Schwellenspannung der Diode 0,5 V und der Verstärkungsfaktor des zusätzlichen Differentialverstärkers 1 000, so wird die Driftspannung am Ausgang des Hauptdifferenzverstärkers 0,5 mV betragen.



Wird die Einrichtung zur Verstärkung eines gleichpoligen positiven Impulssignals angewendet, so muß man die Diode umklemmen. Dabei funktioniert die Einrichtung in gleicher Weise wie bei der Verstärkung eines negativen Impulses.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

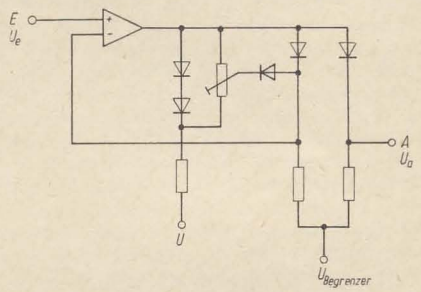
Begrenzerverstärker

DD-WP 138 000[1])
Int. Cl.[2]): H 03 F 3/34
Anmelder: VEB Carl Zeiss Jena

Bei einem Begrenzerverstärker, der einen Operationsverstärker und ein Netzwerk mit Dioden enthält, soll die Begrenzungsgenauigkeit erhöht und eine universelle Anwendbarkeit für unterschiedliche Begrenzungsspannungen mit einfachen Mitteln realisiert werden. Der Verstärker soll deshalb eine hochgenaue Begrenzungsschwelle mit einem exakten Spannungsknick besitzen sowie im Übertragungsbereich linear und im Begrenzungsbereich sehr temperaturstabil sein.

Am nichtinvertierenden Eingang eines Operationsverstärkers liegt die zu begrenzende Eingangsspannung an. Von zwei jeweils aus einer Diode und einem Widerstand bestehenden Spannungsteilern ist der eine äußere Anschluß an den Ausgang des Operationsverstärkers und der andere an eine Begrenzungsspannung angeschlossen.

Die Dioden in den beiden Spannungsteilern rufen durch ihre Durchflußspannung keinen begrenzenden Effekt hervor. Zwei antiparallel geschaltete Dioden bilden zur Kennlinienformung eine Rückführung vom Ausgang des Operationsverstärkers auf seinen invertierenden Eingang. Eine der beiden antiparallelen Dioden hat eine Vorspannung zur Kennlinienformung speziell an der Begrenzungsschwelle. Bei Spannungsamplituden der Eingangsspannung,



die je nach Polarität der Dioden sowie der Begrenzungs- und Vorspannung größer oder kleiner als die Begrenzungsspannung sind, ist die Diode im Lastkreis des Operationsverstärkers geöffnet, so daß die Ausgangsspannung der Eingangsspannung proportional ist. Im Begrenzungsbereich der Kennlinien ist diese Diode gesperrt, so daß die Ausgangsspannung mit der einfach zu variierenden Begrenzungsspannung identisch ist. Die Genauigkeit und die Spannungsschwelle der begrenzten Ausgangsspannung sind demzufolge nicht von Schaltungsparametern, sondern lediglich von der Genauigkeit und Höhe der Begrenzungsspannung abhängig.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 1. bis 15. 2. 1981

Herausgegeben vom ASMW – Fachgebiet Zeit und Frequenz

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | $\leq$ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender —0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | $\leq$ 0,0001 s

Information über UT 1 — UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
8. 1.–17. 1.	—0,2 s	—0,04 s
18. 1.–21. 1.	—0,2 s	—0,06 s
22. 1.–30. 1.	—0,3 s	+0,04 s
31. 1.– 7. 2.	—0,3 s	+0,02 s
ab 8. 2.	—0,3 s	0,00 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

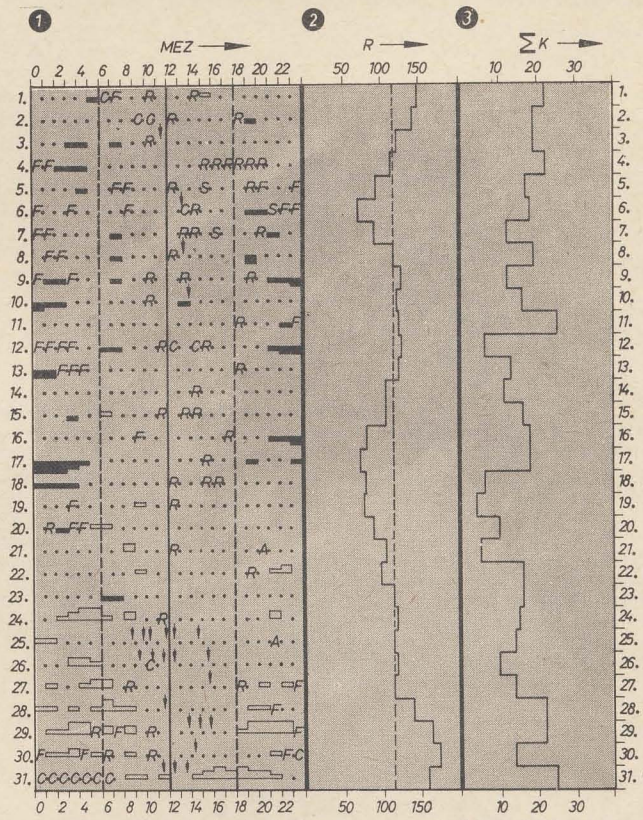
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $13^h\ 15^{min}\ 00^s$ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $13^h\ 15^{min}\ 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $13^h\ 05^{min}$ und $13^h\ 15^{min}$ UTC $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 1.	+0,015 861 3 s	+0,2
17. 1.	+0,015 864 9 s	0,0
18. 1.	+0,014 486 6 s	nicht stabilisiert
19. 1.	+0,015 861 2 s	—0,3
20. 1.	+0,015 861 2 s	—0,3
21. 1.	+0,015 861 2 s	+0,1
22. 1.	+0,015 861 2 s	—0,1
23. 1.	+0,015 861 0 s	+0,2
24. 1.	+0,007 864 3 s	0,0
25. 1.	+0,015 864 8 s	—0,1
26. 1.	+0,015 861 1 s	+0,2
27. 1.	+0,015 861 1 s	0,0
28. 1.	+0,015 861 0 s	+0,1
29. 1.	+0,015 861 0 s	+0,2
30. 1.	+0,015 861 0 s	—0,2
31. 1.	+0,015 864 6 s	–[1]
1. 2.	+0,015 864 6 s	0,0
2. 2.	+0,011 724 7 s	—0,2
3. 2.	+0,011 723 1 s	+0,3
4. 2.	+0,011 724 6 s	—0,1
5. 2.	+0,011 723 1 s	—0,1
6. 2.	+0,011 724 5 s	—0,1
7. 2.	+0,003 727 8 s	—0,3
8. 2.	+0,011 728 2 s	0,0
9. 2.	+0,003 759 8 s	0,0
10. 2.	+0,015 577 0 s	+0,2
11. 2.	+0,011 545 5 s	0,0
12. 2.	+0,011 545 3 s	+0,2
13. 2.	+0,008 554 2 s	+0,2
14. 2.	+0,008 554 2 s	+0,4
15. 2.	+0,008 553 6 s	0,0

[1]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-AUSBREITUNG

im Januar 1981 und Vorschau für April 1981

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Januar 1981

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

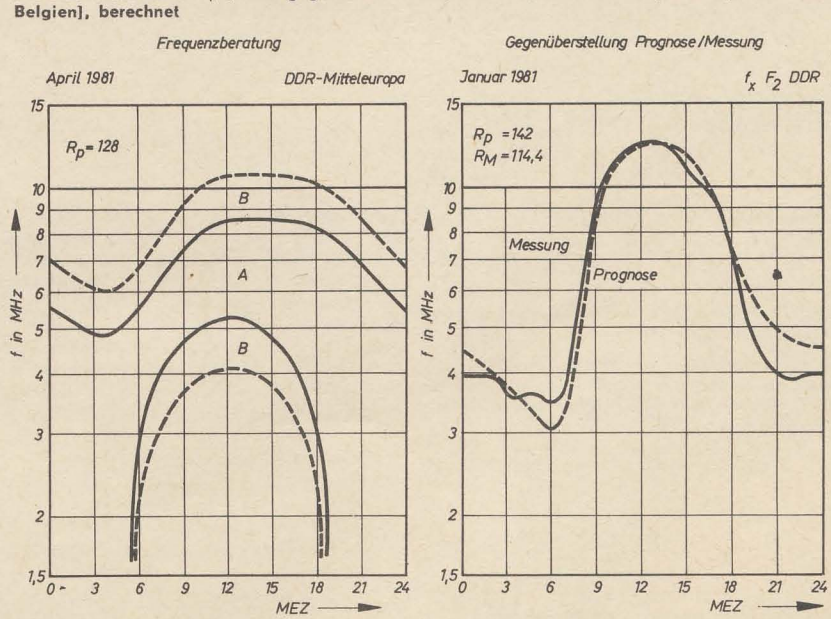
$\Delta f/f$
- +41% und darüber
- +31 ··· +40%
- +21 ··· +30%
- +20 ··· —20%
- —21 ··· —30%
- —31 ··· —40%
- —41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:
- A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
- C = Gerätestörung
- F = Streureflexionen (Spread F)
- G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
- R = starker selektiver Dämpfung
- S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenflecken-relativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_i [herausgegeben von Sunspot Index Data Center (S.I.D.C.) Bruxelles, Belgien], berechnet



Vorschau für April 1981

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV m Entfernung: 0...600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Kritische Bemerkungen — **Auslandstechnik**

Wir lernten kennen

Fernseh-Radiorecorder-Kombination 5 P – 27 G

Diese seit einiger Zeit auf unserem Markt erhältliche japanische Kombination aus SW-Portable und Radiorecorder wird hinsichtlich ihres Gebrauchswertes beurteilt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 187

Bauelemente und -gruppen
Optoelektronische Bauelemente

Fernsehtechnik
Aufnahme

Elektronische Bildaufnahmeeinrichtungen für halbprofessionelle Anwendungen

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Ausgehend vom Prinzip der elektronischen Bildaufnahme werden Farbbildaufnahmeverfahren für kleine Farbfernsehkameras vorgestellt. Die einsetzbaren Bildaufnahmeröhren arbeiten nach dem Zeit- oder Frequenzmultiplexverfahren, wobei die punktsequentielle Abtastung die größte Bedeutung hat. Weiterhin werden ein Überblick über die Anforderungen an kleine Farbfernsehkameras gegeben und die Gestaltung sowie der prinzipielle Aufbau und die Funktionsweise vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 188

Elektronische Funktionsgruppen — **Messung nichtelektrischer Größen**

Erzeugung von Ton-Bursts mit wählbarer Hüllkurve

Dr.-Ing. Ekkehard Stürzebecher, Dr.-Ing. Hermann Wagner und Ing. Rudolf Becker

Zur objektiven Bestimmung des Hörvermögens auf der Grundlage akustisch evozierter Potentiale werden als akustische Reizsignale Ton-Bursts verwendet. Dieser Beitrag beschreibt deren Erzeugung mit wählbarer Hüllkurve.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 192

Technologie
Prüftechnologie

Mikrorechentechnik
Aufbau

Signaturanalysegerät

Dipl.-Ing. Claus Gülke, Dipl.-Ing. Wolfgang Lauck und Dipl.-Ing. Frank Riedel

Mit Hilfe des Verfahrens der Signaturanalyse lassen sich Prüfprozesse vorteilhaft gestalten. In diesem Beitrag wird ein Signaturanalysegerät vorgestellt, das der Testung von mit Mikroprozessoren bestückten Prüflingen dient.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 207

Mikrorechentechnik
Programmierung

Siebensegmentanzeige- und Tastaturanschluß an Mikrorechner

Dr.-Ing. Gert Winkler

Der Anschluß einer Tastatur und einer mehrstelligen Siebensegmentanzeige an einen Mikrorechner wird beschrieben. Es wurde Wert auf einen minimalen Schaltungsaufwand gelegt. Die zugehörigen Programme werden erläutert, eine Zeitbilanz ermöglicht eine Entscheidung über einen möglichen Einsatz.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 210

Mikrorechentechnik
Aufbau

Programmierbare Steuerung

W. Fuchs, A. Gienapp, E. Kusserow, K. P. Kirchner und K. P. Heinze

In diesem Beitrag wird eine freiprogrammierte Steuerung vorgestellt, die sich besonders für entscheidungsorientierte Anwendungen eignet. Dabei wird eine Minimalvariante für 16 Ein- und Ausgänge beschrieben, die für den Lehrbetrieb und zur Programmtestung entwickelt wurde. Programmbeispiele ergänzen die Hardware-Beschreibung und geben Anregungen für Einsatzmöglichkeiten.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 212

Auslandstechnik — **Bauelemente und -gruppen**
Optoelektronische Bauelemente

Mehrfarben-Lichtemitterdioden

Die polnischen zwei- und dreifarbigen Lichtemitterdioden CQVP 01, 21, 41, 61 und CQVP 03, 23, 43, 63 werden beschrieben. Der Beitrag enthält die elektrischen und optischen Parameter und typischen Kennlinien.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 215

Bauelemente und -gruppen
Applikationen

Sonderanwendungen der IS U 706 D in Ansteuergeräten für Stromrichter

Dr.-Ing. Günter Graichen und Dipl.-Ing. Peter Graßhoff

Anhand ausgewählter Beispiele werden vorteilhafte Einsatzmöglichkeiten der IS U 706 D in Ansteuergeräten für Wechselrichter, Pulssteller und einige Sonderanwendungen aus dem Bereich Konsumgüterelektronik beschrieben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 216

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Elektronische Meßtechnik
analog

Frequenzverhalten des logarithmischen Strom-Spannungswandlers mit Transistorrückführung

Claus Kühnel

Das logarithmische Übertragungsverhalten von I-U-Wandlern wird von einem in die Rückführung geschalteten Transistor bestimmt. Ausgehend von einer Analyse der dynamischen Eigenschaften dieser Wandler wird ihr Frequenzverhalten quantitativ beschrieben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 223

Auslandstechnik

Ausstellungs- und Messeberichte

Elektronische Meßtechnik

VII. Internationale Ausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte

Ing. Fred Engel

Die auf der VII. Meßgeräteausstellung gezeigten ausländischen Meßgeräte werden in diesem Beitrag vorgestellt und kurz beschrieben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 235

Bauelemente und -gruppen
Applikationen

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Anwendung der IS К 155 ЛП 7

Dipl.-Ing. Günter Turinsky

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit den Besonderheiten und Anwendungen des intergrierten Peripherietreibers К 155 ЛП 7.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 220

Elektronische Meßtechnik
analog digital

Artefaktausblendung mit Vielkanalanalysator NTA-1024 durch Pufferspeicherung

Dipl.-Phys. Herbert Gobsch und Dr.-Ing. Georg Tietze

Für den in der DDR vielfältig eingesetzten Vielkanalanalysator NTA-1024 aus der UVR wird eine Zusatzeinrichtung beschrieben, die eine automatische Ausblendung von Signalabschnitten mit Amplitudenstörungen aus dem Mittelungsprozeß erlaubt. Dazu wird ein Teil des im NTA vorhandenen Speichers als Pufferspeicher betrieben, und jeder erfaßte Signalabschnitt wird nur dann in den Akkumulationsspeicher übertragen, wenn er einen eingestellten Amplitudengrenzwert nicht überschreitet. Damit erhält man eine effektive Verbesserung des einfachen Averaging-Verfahrens.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 243

Höchstfrequenztechnik

Grundlagen und prinzipielle Verfahren
Signale Systeme

Frequenzstabilisierung im GHz-Bereich

Hansdieter Behnke

In der Arbeit wird gezeigt, wie die Frequenz eines Klystrons (etwa 9 GHz) durch eine kombinierte Schaltung aus Vervielfachung, Mischung und PLL in diskreten Schritten quarzstabil eingestellt und moduliert werden kann. Die Schaltung ist leicht für andere Einsatzzwecke bzw. andere Frequenzen modifizierbar.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 225

Elektronische Meßtechnik
analog

Hochselektive Schwingungsmeßeinrichtung

Dr. rer. nat. Ulrich Bernhardt

Die gerätemäßige Realisierung der Fourier-Transformation führt auf eine leistungsfähige Einrichtung zur schmalbandigen Messung elektrischer Signale im Niederfrequenzbereich. Durch den kombinierten Einsatz diskreter Modulatoren und analoger Multiplizierer wird eine aufwandsgünstige Lösung erreicht, die sehr geringe Bandbreiten erlaubt und eine hochkonstante Frequenzeinstellung besitzt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 247

Elektronische Funktionsgruppen
analog/digital

Universeller Digitaluhr-Zählbaustein

Lutz Schneegass

Im Beitrag wird ein vielseitig anwendbarer Digitaluhr-Zählbaustein beschrieben, der im wesentlichen mit TTL- und MOS-Schaltkreisen aus der DDR-Produktion arbeitet. In der vorgestellten Ausführung ist der Zählbaustein für die digitale Frequenzanzeige in hochwertigen FM-AM-Tunern geeignet. Die einzelnen Funktionsgruppen – Quarzgenerator, Ablaufsteuerung, Frequenzteiler, Auskoppelstufen, Vierdekadenzähler und Anzeigeschaltung – werden in Aufbau und Wirkungsweise beschrieben. Maßnahmen zur Stabilitätsverbesserung werden aufgezeigt und die erreichten Ergebnisse eingeschätzt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 227

Übertragungsverfahren

Elektronische Meßtechnik
analog/digital

10-Kanal-Telemetrieanlage

Dr.-Ing. Harry Julitz

Um an unzugänglicheren Stellen im Maschinenbau sichere und ökonomische Messungen durch eine drahtlose Übertragung der Meßwerte zu ermöglichen, wurde die im Beitrag vorgestellte Telemetrieanlage entwickelt. Mit ihr können acht analoge Meßgrößen und zwei Marken übertragen werden. Gefordert wurde nicht zu sehr hohe Genauigkeit, sondern vielmehr höchste Betriebssicherheit, Kompaktheit und eine geringe Speiseleistung.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 249

Neuerscheinungen

Mikroelektronik · Eine Übersicht

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Reinhold Paul. Etwa 320 Seiten, 231 Bilder, 85 Tafeln, Kunstleder, 22,– M, Ausland 32,– M. Bestell-Nr. 552 947 7.

Dem Leser wird ein Überblick über die Vielzahl von Begriffen und Wirkprinzipien der Mikroelektronik vermittelt, und zwar im engen Zusammenhang mit den wesentlichen Fragen der Herstellungsverfahren, der Entwurfsbesonderheiten, den Realisierungstechniken der Funktionselemente und den Fragen der speziellen Schaltungstechnik. Darüber hinaus werden die besonders für den Einsatz der Mikroelektronik wichtigen technisch-ökonomischen Gesichtspunkte dargelegt. Das Buch ist nicht nur für Halbleiterspezialisten und für den Lehrbereich empfehlenswert, sondern auch für diejenigen, die nicht auf dem Gebiet der Elektronik tätig sind, aber Erzeugnisse der Mikroelektronik anwenden müssen.

Optimierung technischer Produkte und Prozesse

Von Doz. Dr. sc. techn. Horst Ahlers, Dr. rer. nat. Bernd Schwartz und Dr. sc. techn. Jürgen Waldmann. Etwa 180 Seiten, 8 Bilder, 32 Tafeln, Kunstleder, 25,– M. Bestell-Nr. 552 853 8.

Für Entwicklungsingenieure, Konstrukteure, Technologen, die mit experimentellen Methoden optimale Ergebnisse erzielen wollen; Mathematiker, Ökonomen, Studierende.
Aus dem Inhalt: Optimierungsprobleme im Entwurf · Gütekriterien und Einflußfaktoren · Nullentwurf und Normierung · Experimentelle Optimierungen · Verallgemeinerte Beschreibungsfunktion · Experimentelle Koeffizientenbestimmung · Standardisierte Optimierungsaufgaben · Kompromißmenge und Dialogverfahren · Programmbeschreibungen · Konstruktionsoptimierungen · Technologieoptimierungen · Schaltungsoptimierungen.

Halbleitertechnologie

Band 1: Mechanische und chemische Kristallbearbeitung, Schichtherstellung

Von Dr. sc. techn. Klaus Schade. Reihe Elektronische Festkörperbauelemente. Etwa 240 Seiten, 116 Bilder, 30 Tafeln, Leinen, 18,– M, Ausland 30,– M. Bestell-Nr. 552 955 7.

Aus dem Inhalt: Charakteristika der mechanischen und chemischen Kristallbearbeitungsverfahren · Scheibenkenngrößen · Trennen des Einkristallstabes · Läppen und Polieren der Kristallscheiben · Vereinzeln · Ätzen · Reinigen der Substratoberfläche · Charakteristika der Schichtherstellung · Thermische Oxydation · Chemische Abscheidung aus der Gasphase · Bedampfen · Katodenzerstäuben.

Grundlagen der Beschallungstechnik

Von Dr.-Ing. Wolfgang Ahnert und Prof. (em.) Dr.-Ing. Walter Reichardt. Etwa 270 Seiten, 123 Bilder, 6 Tafeln, Leinen, etwa 35,– M. Bestell-Nr. 552 829 8.

Eine zufriedenstellende Beschallung vieler Kulturbauten ist heute ohne elektroakustische Hilfsmittel nicht mehr möglich. Das Buch enthält alle notwendigen Unterlagen und Berechnungsverfahren, die ein Projektant benötigt, um Räume und Freiflächen (Mehrzwecksäle, Kulturhäuser, große Gesellschaftsbauten, Klubräume usw.) optimal beschallen zu können.

Infrarotmeßtechnik

Von Prof. Dr.-Ing. Ludwig Walther und Prof. Dr.-Ing. Dietrich Gerber. Reihe Meßtechnik. Etwa 260 Seiten, 193 Bilder, 37 Tafeln, Kunstleder, 35,– M. Bestell-Nr. 552 960 2.

Das Buch vermittelt neben physikalischen Grundlagen die wichtigsten Meßverfahren und Meßgeräte. Charakteristische Anwendungsbeispiele vertiefen den Stoff.

Auslieferung in diesen Tagen. Im Buchhandel erhältlich.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN